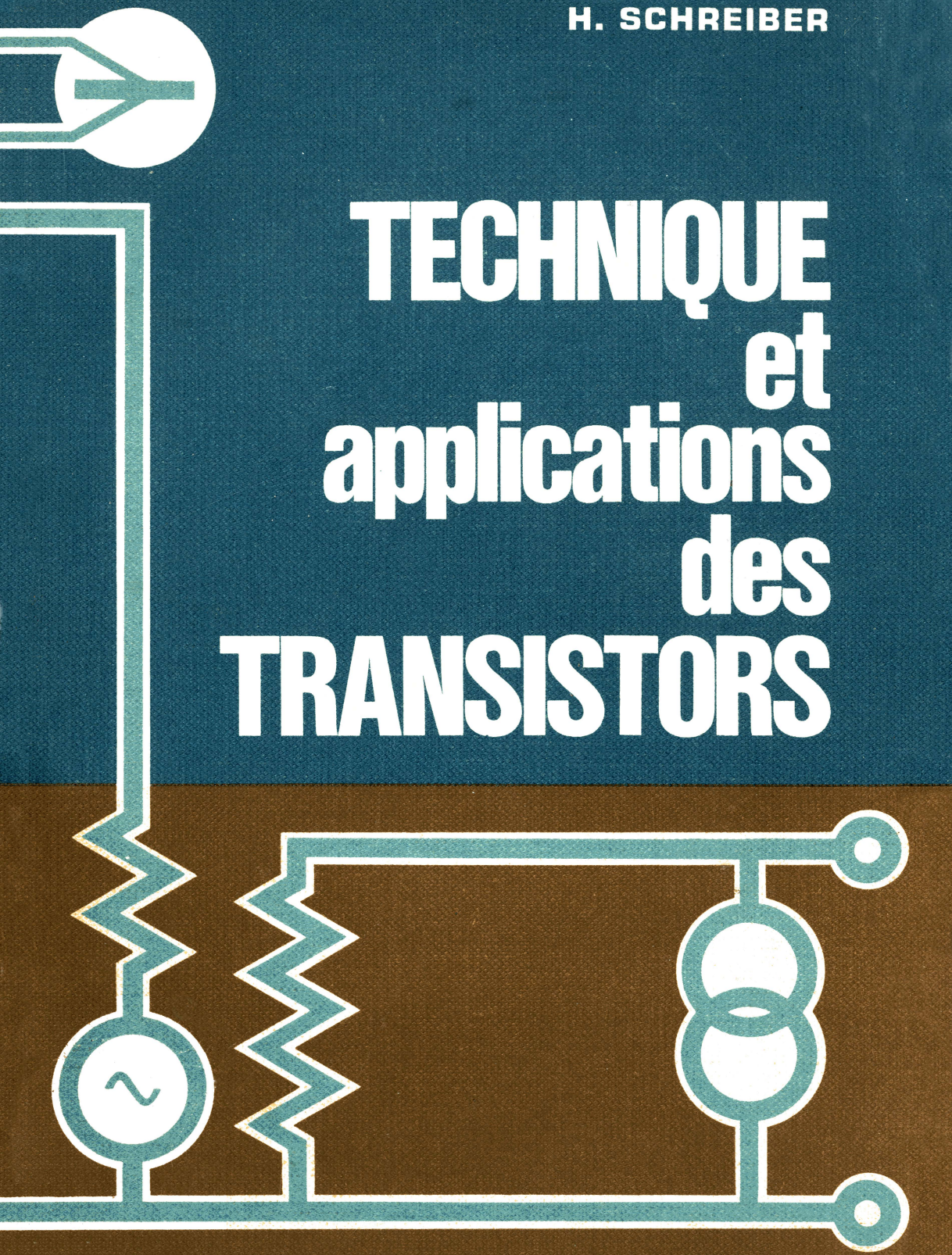
H. SCHREIBER

TECHNIQUE et applications des TRANSISTORS



ÉDITIONS RADIO

POUR RESTER « A LA PAGE » lisez

TOUTE L'ELECTRONIQUE

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée
Fondée en 1934
DIRECTEUR : **E. AISBERG**

★

Réputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, TOUTE L'ELECTRONIQUE tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des télécommunications et de la télévision. Rédigée par une élite de techniciens, elle s'adresse à tous les spécialistes de la radio.

Le numéro ..... **3,30 F**

TELEVISION

★

Magazine mensuel
fondé en 1939
DIRECTEUR : **E. AISBERG**

★

Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Description des appareils industriels et des méthodes de leur dépannage. Tous les progrès de la télévision.

Le numéro ..... **2,10 F**

RADIO CONSTRUCTEUR

Revue mensuelle
de pratique radioélectrique
fondée en 1937
Rédacteur en chef : **W. SOROKINE**

★

C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies et plans de câblage rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

Le numéro ..... **2,10 F**

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

★

Revue mensuelle
de technique moderne
destinée aux promoteurs
et aux utilisateurs des
méthodes et appareils
électroniques.

★

Toutes les applications de l'électronique à tous les domaines de l'industrie.

Le numéro ..... **4,80 F**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS (6e)

Téléphone : ODÉON 13-65 C.C.P. PARIS 1164-34

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS

DU MÊME AUTEUR

chez le même Editeur :

LE MULTI-TRACER

Conception, réalisation et applications variées d'un appareil universel de radio-dépannage rapide. (Epuisé.)

TECHNIQUE DE LA MODULATION DE FREQUENCE

Les récepteurs F.M. et combinés; mise au point; mesures; antennes.

APPAREILS A TRANSISTORS

Réalisation et mise au point d'amplificateurs; récepteurs; appareils de mesure et montages électroniques à transistors.

GUIDE MONDIAL DES TRANSISTORS

Les principales caractéristiques de fonctionnement et d'utilisation de tous les transistors.

INITIATION A LA PRATIQUE DES RECEPTEURS A TRANSISTORS

Etude de la radio par la construction de 7 récepteurs à transistors.

RADIO-TRANSISTORS

Toutes les caractéristiques utiles des transistors avec les schémas d'utilisation.

LES TRANSISTORS AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE

Traité technique des circuits de mesure, de commande, d'alimentation et impulsionnels.

REPARATION DES RECEPTEURS A TRANSISTORS

La technique des récepteurs à transistors, et leur dépannage par la méthode dynamique.

H. SCHREIBER

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS

Propriétés et fonctionnement

Technologie des transistors à jonctions

Contrôle, mesures et expériences

Amplificateurs, détecteurs, oscillateurs

Le transistor en haute fréquence

Réalisation des récepteurs à transistors

Montages amplificateurs de puissance

•

Sixième édition
revue et augmentée

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob, 9 — PARIS - 6e

Tous les droits de reproduction et de traduction réservés pour tous pays.

© Editions Radio, Paris, 1965.

PRINTED IN FRANCE
Imprimerie Dalex
5, rue Victor-Basch, Montrouge.

Dépôt légal : 1er trimestre 1965.
Editeur n° 386 — Imprimeur n° 513.

PRÉFACE

Nés en 1948 (1), *les transistors sont désormais fabriqués et utilisés par centaines de millions. Certains modèles basse fréquence ou industriels permettent de maîtriser des puissances supérieures au kilowatt; d'autres types oscillent, donc amplifient, à des centaines, voire des milliers de mégahertz. Tous les amplificateurs pour sourds et tous les récepteurs portatifs sont équipés de semi-conducteurs, sans oublier les autoradios et les récepteurs mixtes voiture-camping. Et déjà, les ensembles haute fidélité et les téléviseurs entièrement transistorisés sont choses faites.*

Passons sous silence, un silence très apprécié en haut lieu, les applications militaires, qui, dans le monde, absorbent plus de 40 % du germanium et du silicium produits. Et constatons que le laboratoire, lui aussi, bénéficie de la miniaturisation et de l'autonomie inhérentes à l'emploi des semi-conducteurs : pour ne citer qu'un exemple, relevons les sous-titres d'un article paru dans le numéro 222 de cette revue déjà citée et qui nous est chère, « Toute la Radio » : *multivibrateur, indicateur d'équilibre, voltmètre sensible, voltmètre à haute impédance d'entrée, voltmètre très haute tension,* « *signal tracer* », *etc. Même des oscilloscopes, mires de télévision, millivoltmètres H.F. et autres appareils assez complexes ont été réalisés avec des transistors.*

Dans les domaines professionnels enfin, le transistor est roi, qu'il s'agisse des télécommunications ou des « *machines à penser* ». *Sait-on que certains dispositifs de guidage des fusées intercontinentales ou lance-satellites comportent un calculateur numérique embarqué? Le remplacement de centaines de tubes par des triodes solides explique cet apparent miracle, qui n'en reste pas moins un joli tour de force.*

Le technicien ne peut donc plus ignorer le transistor. Et c'est ce qui a fait le succès de toute une branche de la littérature technique, à laquelle appartient le présent ouvrage. Notre ami H. SCHREIBER, *qui s'est très vite passionné pour la question et qui a acquis à un degré ayant toujours fait notre admiration la tournure d'esprit propre à la compréhension du transistor et des circuits associés, a écrit la première édition de ce livre en 1955. Si on mettait les uns sur les autres les exemplaires de* « Technique et Applications des Transistors » *qui ont été imprimés depuis lors et jusqu'à la cinquième édition, on obtiendrait une pile dont la hauteur dépasserait celle de la Tour Eiffel. Ce succès, absolument*

(1) Annoncés en priorité pour l'Europe en septembre 1948 par E. AISBERG dans le numéro 148 de *Toute la Radio*.

inhabituel en matière de littérature technique, s'explique en partie par le fait que l'auteur était l'un des premiers qui se sont occupés du transistor. De plus, malgré la cadence très rapprochée des éditions (cinq en sept ans), il s'est donné la peine de tenir compte, chaque fois, du dernier aspect d'une technique dont l'essor vertigineux n'a pas d'exemple en électronique. Ainsi, son livre tient quelque peu lieu de ce qu'on pourrait appeler les « Annales du Transistor »; si on en achète une nouvelle édition, on est sûr d'y trouver effectivement du nouveau. Mais sa valeur réside surtout dans son aspect pédagogique; *et c'est cet aspect qui a toujours été le principal souci de l'auteur.*

Tube et transistor sont des éléments amplificateurs, donc la même chose... et pourtant si différents! Comment expliquer cette différence sans la noyer dans une notation matricielle? Comment trouver un langage commun entre tube et transistor, une échelle permettant, par comparaison directe, de mettre en évidence l'énorme écart existant pour tel ou tel paramètre?

L'ouvrage de H. SCHREIBER *prouve que ces problèmes peuvent être résolus, et c'est là son plus grand mérite. Limitant au strict minimum le dépaysement que subit le technicien habitué au tube, il lui montre, sans ambiguïté, ce que tube et transistor ont en commun, et en quoi ils diffèrent. Et cela avec une compétence étayée non seulement par de profondes connaissances théoriques, mais aussi et surtout par une* vaste expérience pratique. *Pratique du transistor, d'ailleurs, autant que pratique de l'enseignement; les nombreux articles que l'auteur a publié dans les revues* « Toute la Radio » *et* « Radio-Constructeur » *prouvent l'un, comme ses années d'activité à l'*Institut Supérieur d'Electronique de Paris *prouvent l'autre.*

Un mot, pour terminer, sur l'emploi des mathématiques : l'aspect physique des phénomènes a été suffisamment mis en évidence dans cet ouvrage pour que la lecture puisse en être utile même à celui qui ingère avec difficultés ces signes effrayants dont l'assemblage constitue des formules. Toutefois, et comme l'auteur l'expliquera d'ailleurs très clairement en détail, il se trouve qu'actuellement, différents systèmes de notation de caractéristiques sont employés par les fabricants de transistors. Tant qu'une normalisation n'aura pas prévalu, il sera donc souvent nécessaire, ne serait-ce que pour comparer deux pièces de marques différentes, de « traduire » des valeurs d'un système en un autre. Les tableaux très clairs que l'on trouvera en Appendice, à la fin de ce volume, seront alors bien commodes et réduiront au minimum les calculs.

Au travail donc; bien que tout ait été fait, dans ce livre, pour vous rendre la tâche agréable, un effort réel d'assimilation est indispensable. Il sera, croyez-nous, infiniment rentable.

M. BONHOMME.

INTRODUCTION

« Une puissante évolution, de nature aussi bien économique que technique, vient de prendre son essor dans le domaine des télécommunications : le rêve longtemps caressé, le relais téléphonique, l'amplificateur fidèle des faibles courants alternatifs, est enfin réalisé, et réalisé d'une façon qui comble les espérances les plus audacieuses. » (H. Barkhausen, « Tubes électroniques », 1921.)

L'existence de l'onde électromagnétique a été prédite en 1864 par MAXWELL; elle fut mise en évidence pour la première fois par HERTZ en 1887. Aussi importante que cette découverte puisse paraître, ce n'est pas elle qui a déclenché ce développement prodigieux de la radio et de l'électronique que nous connaissons.

Après les travaux de HERTZ, la radio a sommeillé pendant plus de vingt ans; on la considérait comme curiosité physique plutôt que comme une véritable technique. Ce n'est qu'après la découverte et la mise au point du tube électronique que la radio est devenue un moyen de télécommunication universellement utilisé et que l'électronique a pu faire ses premiers débuts.

Il est difficile de se rendre compte, aujourd'hui, de l'importance que pouvait avoir, à l'époque, l'avènement du tube électronique, et quel enthousiasme il pouvait provoquer chez les techniciens. C'est donc pour permettre à nos lecteurs de retrouver quelque peu cette ambiance que nous avons cité, au début de cette introduction, les paroles d'un technicien dont le nom s'attache étroitement à celui du tube électronique.

Ce préambule permettra de comprendre un fait que les amateurs et techniciens contemporains ne semblent pas encore avoir saisi entièrement : nous vivons actuellement une époque que l'on appellera « l'époque héroïque du transistor », où l'on admettra que le transistor fut la découverte la plus importante en matière d'électronique depuis le tube à vide.

On comprendra qu'il est absolument nécessaire pour le technicien de la radio et de l'électronique de s'occuper des transistors d'une manière intensive, s'il veut rester « à la page ». En effet, le transistor n'est pas une mode qu'on peut suivre ou dédaigner; il est une réalité technique capable de dépasser ceux qui n'arriveront pas à l'assimiler.

Malheureusement, le transistor est, dans son fonctionnement physique aussi bien que dans ses applications techniques, non seulement différent du tube électronique, mais aussi sensiblement plus complexe. De plus, le technicien qui a appris la technique du tube électronique un peu comme sa « langue maternelle », éprouvera sans doute des difficultés pour atteindre la même perfection dans le domaine du transistor.

Toutes ces difficultés ne pourront être vaincues que par une étude approfondie de la matière. C'est pourquoi nous ne nous sommes pas contenté de donner, dans ce livre, une simple collection de montages définis. Bien que les exemples de réalisations pratiques soient abondants, nous avons préféré exposer surtout les moyens permettant au lecteur de calculer et de concevoir lui-même des montages utilisant des transistors, et de mesurer leurs caractéristiques.

Au lieu de peindre un tableau permettant au lecteur d'admirer les nombreuses possibilités du transistor, nous avons voulu le mettre à même d'en profiter.

Nous espérons ainsi avoir écrit une étude à la fois claire et détaillée; et si le lecteur pense que nous n'avons pas pleinement réussi dans cette tâche, si notre exposé le porte à la critique, qu'il la formule seulement après avoir relu un ouvrage de l'époque « héroïque » du tube électronique...

Le texte qui précède fut écrit en 1955, pour la première édition de ce livre. Nous pensons qu'il est toujours valable, car les divers auteurs et fabricants utilisent toujours des paramètres, représentations symboliques et quadripôles équivalents de natures si différentes, qu'une réserve sur la clarté et le détail de notre exposé nous paraît nécessaire.

Cependant, à chaque nouvelle édition de ce livre, il a été notre principal souci de le rendre à la fois plus rigoureux et plus facilement accessible. Ainsi, après avoir déjà presque entièrement récrit la troisième édition, nous n'avons pas hésité de faire autant pour la cinquième, et de compléter encore cette sixième afin que ce livre soit à jour de toutes les nouveautés.

Mais ce qui nous a surtout préoccupé, ce sont les difficultés qu'éprouve le technicien connaissant le tube, lorsqu'il aborde le transistor. Or, pour mettre en évidence la différence entre deux choses, on n'a encore trouvé meilleur moyen que de les comparer. Une telle comparaison, entre tube et transistor, est facile quand on utilise les *paramètres universels*. C'est donc essentiellement pour des raisons pédagogiques que nous avons basé les parties fondamentales de ce livre sur ce mode de représentation.

SYMBOLES ET NOTATIONS UTILISÉS

Représentations graphiques.

Le symbole qu'on utilise le plus fréquemment pour le transistor dans la littérature est celui de la figure 1*a*. Il rappelle une ancienne forme du transistor, entièrement abandonnée depuis de nombreuses années, et qui est

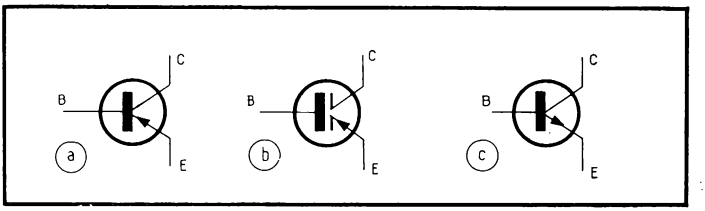


Fig. 1. — Conçu pour le transistor à pointes, le symbole (a) est également utilisé pour celui à jonctions dont on peut, cependant, spécifier la particularité en utilisant le symbole (b). La flèche de l'émetteur indique qu'il s'agit d'un p-n-p (a) ou d'un n-p-n (c).

le transistor à pointes. Actuellement, on n'utilise plus que des transistors à jonctions pour lesquels, à l'époque où les deux types coexistaient encore, on avait quelquefois utilisé le symbole de la figure 1*b*.

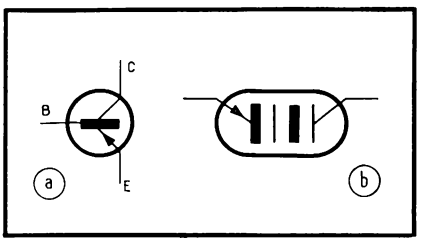


Fig. 2 — Dans ce livre, on utilisera une représentation symbolisant la réalité physique, tout en conservant un aspect typiquement « transistor ».

Le transistor est un semiconducteur triode; il possède donc trois électrodes. Ces électrodes s'appellent *émetteur* (E), *base* (B), et *collecteur* (C). Une flèche distingue l'émetteur du collecteur; elle est dirigée vers la base, si le transistor doit recevoir une polarisation qui rend l'*émetteur positif par rapport à la base;* dans ce cas, la tension d'alimentation de collecteur doit être négative par rapport à l'émetteur (transistor *p-n-p*). La flèche est dessinée en sens

contraire, si les polarités des tensions d'alimentation sont inversées (transistor *n-p-n*, fig. 1c).

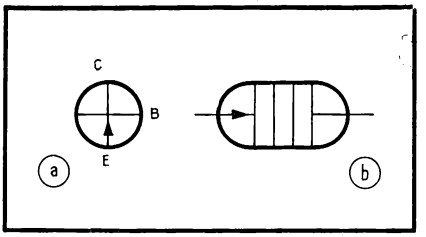


Fig. 3. — Autre représentation proposée pour le transistor. La polarité est toujours indiquée par le sens de la flèche désignant l'émetteur.

Les symboles représentés dans la figure 1 ont l'inconvénient de ne pas correspondre à la réalité physique; on verra, en effet, que la base est une électrode de commande se trouvant placée *entre* émetteur et collecteur. Dans un ouvrage risquant d'être utilisé par des débutants en la matière, il nous a paru important que cette réalité physique soit respectée. Mais nous voulions aussi éviter que celui qui est habitué à la représentation (fig. 1) couramment utilisée, soit choqué par un symbole d'aspect trop différent. La figure 2*a* montre qu'on peut satisfaire tout le monde en tournant simplement le trait épais de base de 90°. Puisque aucune normalisation n'est encore intervenue, nous utiliserons le symbole de la figure 2*a* dans cet ouvrage. Il permet, d'ailleurs, beaucoup plus facilement que celui de la figure 1, la représentation de transistors à couches multiples. A titre d'exemple, on voit, dans la figure 2*b*, un transistor fictif *p-n-p-n-p-n*; la règle d'alternance (entre les *p* et les *n*) est soulignée par l'épaisseur variable des traits représentant les diverses couches de semiconducteur.

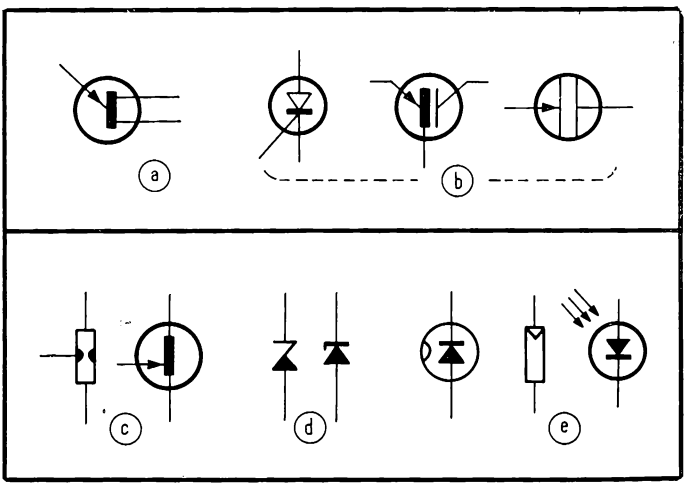


Fig. 4. — Faute de normalisation, divers symboles peuvent représenter les mêmes types de semiconducteurs. Transistors unijonction (a), thyratron solide (b), transistor à effet de champ (c), diode de Zener (d), photodiode (e).

Parmi les divers symboles proposés pour le transistor, il convient encore de citer celui de la figure 3, particulièrement facile à dessiner, et se prêtant également à des versions à plusieurs couches. Comme dans la figure 2*b*, on a un *p-n-p-n-p-n* en figure 3*b*, ainsi qu'on le constate en appliquant la règle d'alternance, l'émetteur étant *p*, du fait de l'orientation de la flèche. Le

dernier *n* s'explique du fait que le trait horizontal de droite n'est pas, comme on pourrait le croire, une connexion, mais une électrode. Il y a là une ambiguïté que la représentation suivant la figure 2*a* évite, du fait du dessin incliné du collecteur.

On utilise le plus couramment des transistors *p-n-p*. Sauf mention spéciale, les considérations que nous exposerons dans ce livre ne s'appliquent qu'à des transistors de ce type. Il suffit d'intervertir la polarité des sources d'alimentation pour les rendre valables avec les transistors *n-p-n*.

Nous apprendrons plus loin la signification et l'utilisation des trois montages fondamentaux dans lesquels on peut utiliser un transistor : montages à

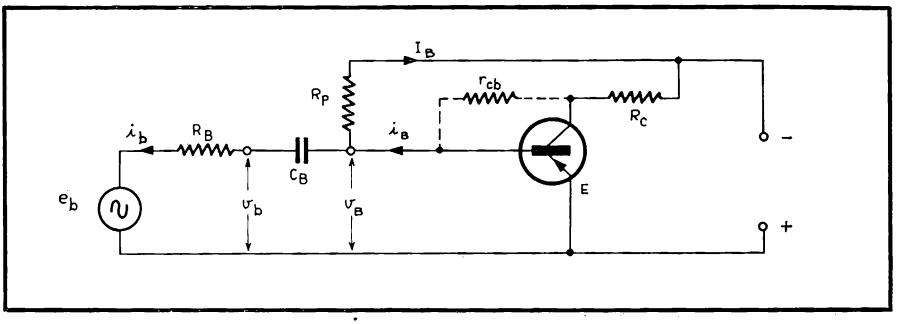


Fig. 5. — Exemple de l'utilisation de majuscules et minuscules dans les notations et indices.

base commune, à *émetteur commun*, à *collecteur commun*. Pour désigner ces montages fondamentaux dans le texte, nous utiliserons trois abréviations :

E.C. : *Emetteur commun;*
C.C. : *Collecteur commun;*
B.C. : *Base commune.*

Dans la figure 4, les symboles de certains autres semiconducteurs spéciaux ont été représentés. On y trouve le transistor unijonction, le thyratron solide, le transistor à effet de champ (tecnétron), la diode de Zener, et la photodiode.

Notations des grandeurs électriques.

Dans la mesure où des difficultés typographiques ne s'y sont pas opposées, nous avons appliqué, le plus étroitement possible, les notations et formes d'écriture recommandées par la Commission Electrotechnique Internationale. Cela est, notamment, le cas pour les quatre possibilités d'expression qu'on obtient en combinant l'écriture « majuscule » et « minuscule » des notations et indices.

Ainsi signifient, dans le cas des *tensions* et *courants* :

V_B (notation et indice majuscules) *tension continue* de base;

V_b (notation majuscule, indice minuscule) *tension alternative de pointe* (et, si cela est précisé dans le contexte, aussi tension *moyenne* ou *efficace*) de base;

v_B (notation minuscule, indice majuscule) valeur *instantanée* de la tension de base, *additionnée* à la tension de *polarisation;*

v_b (notation et indice minuscules) valeur *instantanée* du signal *alternatif* de base.

La figure 5 montre un exemple d'application pour certains de ces modes d'écriture. On y voit notamment que, superposé au courant de polarisation I_B, le courant de signal i_b devient i_B dans la connexion de base. De plus, on peut remarquer que les notations E, *e* sont réservées à la *tension* délivrée par une *source à vide,* tandis que V et *v* sont utilisées chaque fois qu'il s'agit de désigner une *différence de potentiel* à l'intérieur d'un montage.

Le jeu entre majuscules et minuscules étant également possible dans le cas des *impédances* et admittances, on obtient les modes d'expression :

R_C (notation et indice majuscules), résistance *ohmique* de collecteur, en courant continu;

R_c (notation majuscule, indice minuscule), résistance *dynamique* de collecteur (par exemple, R_C mise en parallèle avec la résistance d'entrée de l'étage suivant);

r_{CB} (notation minuscule, indices majuscules), résistance *interne statique* entre collecteur et base (mesurée par variation d'une grandeur continue);

r_{cb} (notation et indices minuscules), résistance *interne dynamique* entre collecteur et base (mesurée en alternatif).

Ces exemples, ainsi que ceux de la figure 5, montrent que la notation majuscule est réservée aux grandeurs *externes* à un quadripôle, tandis que les grandeurs contenues dans ce dernier sont désignées par des minuscules.

Dans le cadre des paramètres universels, une convention particulière a été utilisée pour les *impédances d'entrée et de sortie* d'un transistor. On nomme ainsi :

r la résistance d'entrée en E.C., à sortie fermée, en B.F.;
r_o, r' la même à sortie ouverte ou en présence d'une charge quelconque;
r_h la résistance d'entrée en E.C., à sortie fermée, en H.F.;
r_b, r_c les résistances d'entrée en B.C. ou C.C., à sortie fermée, en B.F.

La signification des combinaisons telles que r_{bh}, r_h', r_{co} découle logiquement de ces exemples. De même, on a, respectivement, pour les trois montages fondamentaux, c, c_o, c' ou c_b, c_{bo}, c_b' ou encore c_c, c_{co}, c_c' pour les capacités d'entrée, une distinction entre B.F. et H.F. n'étant plus nécessaire ici.

Les *impédances de sortie* sont toujours désignées par des *lettres* grecques, soit ρ pour la résistance de sortie, γ pour la capacité de sortie, et ζ pour la mise en parallèle de ρ et de γ. Comme précédemment on a donc :

ρ résistance de sortie en E.C., à entrée fermée, en B.F.;
ρ' la même à entrée ouverte ou en présence d'une résistance d'attaque (*) quelconque;

(*) Par résistance d'attaque, on désigne la résistance interne de la source de commande.

ρ_h résistance de sortie en E.C., à entrée fermée, en H.F.;
ρ_b, ρ_c résistance de sortie en B.C. ou C.C., à entrée fermée, en B.F., etc.

Comme le typographe aussi bien que le lecteur risque de confondre un « prime » en indice avec une virgule, nous avons, dans le cas du quadripôle H.F., simplifié l'écriture recommandée $r_{bb'}$, $r_{b'e}$, $C_{b'e}$, etc., en r_{bb}, r_{be}, c_{be}, c_{be}, etc. De plus, nous écrirons c_{cb} et r_{cb} au lieu de $c_{b'c}$ et $r_{b'c}$, afin d'éviter, en cas de défaut d'impression, toute confusion entre c_{be} et c_{bc} ou r_{be} et r_{bc}.

Dans le tableau ci-dessous, tous les symboles utilisés plus d'une fois dans le texte sont indiqués. Par contre, le tableau des indices, plus loin, contient seulement des *exemples* en ce qui concerne la combinaison avec les notations principales. Dans certains cas, un indice peut avoir une signification qui diffère suivant le type du symbole qui le précède. Ainsi, l'indice *b* signifie « base » lorsqu'il est utilisé avec une tension, un courant, une puissance, mais « base commune » avec l'un des paramètres universels, et finalement « de coupure du gain en courant » avec une fréquence ou une pulsation. La distinction entre ces types de notations semble assez évidente pour qu'il ne soit pas nécessaire de multiplier les exemples.

NOTATIONS PRINCIPALES

A	Gain en tension.
a	Rapport de transformation.
B	Largeur de bande.
C, *c*	Capacité (1).
D	Coefficient de distorsion.
d	Rapport cyclique.
E, *e*	Force électromagnétique, tension d'une source à vide (2).
exp	Exposant de la base des logarithmes naturels (2,718).
f	Fonction de.
f	Fréquence.
G, *g*	Conductance (1).
G	Gain en puissance.
GC	Gain composite en puissance.
GI	Gain d'insertion en puissance.
GD	Gain disponible en puissance.
GM	Gain maximal en puissance.
h	Notation matricielle.
I, *i*	Intensité de courant (2).
j	Notation imaginaire ($\sqrt{-1}$).
K	Résistance thermique.
L	Self-induction.
ln	Logarithme naturel.
P	Puissance.
P	Grandeur auxiliaire $R_c + \mu\ s\ \rho\ R_b + \rho$.

Q, Q'	Surtension, à vide ou en charge.
R, r	Résistance (1).
S'	Coefficient de stabilité (effet de température).
s	Pente, conductance de transfert.
s'	Pente dynamique.
T, t	Température.
T, t	Durée de commutation.
V, v	Tension, différence de potentiel (2).
X, x	Réactance (1).
Y, y	Admittance (1).
Z, z	Impédance (1).
α	Transfert de courant, en base commune.
β	Gain en courant, en émetteur commun.
γ	Capacité de sortie.
Δ	Variation.
η	Rendement.
ζ	Impédance de sortie à entrée fermée, en E.C.
μ	Coefficient de contre-réaction interne, en B.F.
π	3,1417.
ρ	Résistance de sortie.
τ	Constante de temps.
ω	Pulsation ($2 \pi f$).

INDICES

V_A	Tension d'alimentation.
R_{adp}	Résistance à l'adaptation optimale.
T_{amb}	Température ambiante.
P_{av}	Puissance moyenne.
f_α	Fréquence de coupure du transfert de courant en base commune.
f_A	Fréquence de coupure du gain en tension.
V_B, v_b	Tension de base (3).
V_{BE}	Tension émetteur-base.
r_b, s_b	Paramètres en base commune.
r_{bb}	Résistance série de base.
f_b' ω_b	Fréquence et pulsation de coupure du gain en courant en émetteur commun.
r_{be}, c_{be}	Paramètres H.F.

(1) Symbole majuscule pour grandeur externe, minuscule pour grandeur interne.

(2) Symbole majuscule pour valeur continue, de pointe, moyenne ou efficace; minuscule pour valeur instantanée.

r_{bh}, c_{bh} Grandeurs d'entrée tenant compte de la réaction interne, en H.F.

I_C, I_c Intensité de collecteur (3).

V_{ce} Tension collecteur-émetteur.

I_{CBO} Courant collecteur-base à émetteur ouvert.

I_{CO} Courant collecteur-émetteur à base ouverte (courant initial en E.C.).

r_c, s_c Paramètres en collecteur commun.

r_{ce}, r_{cb}, c_{cb} Paramètres H.F.

V_D Tension de déchet.

P_D Puissance dissipée.

P_{DM} Puissance maximale de dissipation.

C_D Capacité de découplage.

R_D Résistance équivalente d'un diviseur de tension.

t_d Durée de déblocage, de démarrage ou de retard.

I_E, I_e Courant d'émetteur (3).

R_F, R_f Résistance de réaction externe (4).

f_f Fréquence de coupure de la réaction interne.

y_f Admittance de transfert.

t_f Durée de chute, de descente ou d'évanouissement.

s_h, r_h Pente et résistance d'entrée en H.F.

A_{ins} Gain d'insertion en tension.

s_i Pente interne.

T_i Durée de commutation en commande par courant.

T_j Température de jonction.

τ_j Constante de temps thermique de la jonction.

A_j Composante réactive ou imaginaire du gain en tension.

P_M Puissance maximale.

f_m Fréquence minimale.

r_o, ρ_o Résistances d'entrée et de sortie, à sortie ou entrée ouvertes.

Z_o Impédance à la résonance.

R_P Résistance de polarisation.

r_p, s_p Paramètres en contre-réaction shunt de tension.

A_r Composante réelle du gain.

y_r Admittance de réaction.

t_r Durée de montée ou d'établissement.

r_s, s_s Paramètres en contre-réaction série.

ρ_{sat} Résistance de sortie en saturation.

f_s, ω_s Fréquence et pulsation de coupure de la pente.

t_s Durée de saturation ou d'accumulation.

r_T, V_T Grandeurs équivalentes à l'effet de température.

R_V Résistance de polarisation.

T_v Durée de commutation en commande par tension.

---

(3) Indice majuscule pour grandeur continue ou superposée à une grandeur continue, minuscule pour grandeur alternative.

(4) Indice majuscule pour valeur statique, minuscule pour valeur ou grandeur dynamiques.

Si une notation de tension comporte un indice simple, cette tension se trouve mesurée par rapport à la source d'alimentation. Ainsi, V_C signifie, dans le cas d'un *p-n-p,* la tension entre collecteur et le positif de la source d'alimentation, c'est-à-dire, le plus souvent, la tension collecteur-émetteur. Dans tous les autres cas, on précise par deux indices; V_{CB} serait ainsi la tension collecteur-base.

Dans le cas d'une intensité, une notation à indice simple, telle que I_C, indique le courant que mesurerait un ampèremètre inséré dans la connexion menant vers l'électrode correspondante. Eventuellement, un second indice peut préciser l'électrode par laquelle sort (ou entre) ce courant. Ainsi, I_{CE} (fraction du courant de collecteur se retrouvant dans l'émetteur) peut être différente de I_C lorsqu'il existe un courant I_{CB}.

L'existence de transistors *p-n-p* et *n-p-n* fait qu'il est peu commode de préciser, dans une explication générale, la polarité des tensions par les signes + et —. Evidente *a priori* pour collecteur et émetteur, une telle indication de polarité ne peut, d'ailleurs, être nécessaire que pour la base. Ici, on parlera de tension *directe* de base, si la jonction base-émetteur se trouve polarisé dans le sens de *conduction,* et de tension *inverse* dans le cas contraire. Il en sera de même pour les courants de base.

PREMIERE PARTIE

GÉNÉRALITÉS SUR LES SEMICONDUCTEURS

Les utilisateurs du transistor étant beaucoup plus nombreux que ceux qui s'occupent de la fabrication de semiconducteurs, et ce livre étant surtout destiné aux premiers, nous n'avons pas l'intention de donner ici une étude approfondie des propriétés physiques des semiconducteurs, ni des recettes relatives à la fabrication des transistors.

Nous essayerons, tout d'abord, de situer en quelques pages l'importance du transistor dans le contexte actuel de l'électronique. Puis nous aborderons une étude de la physique des semiconducteurs, qui, sans prétendre à être absolument complète et rigoureuse, dépassera nettement cependant, comme on pourra le constater par la suite, le cadre strictement nécessaire à la compréhension de la technique d'application du transistor. On pourra donc se contenter d'une première lecture assez superficielle de ce chapitre.

Pour des raisons identiques, il en sera de même pour celui traitant de la technologie des transistors. Cependant, nous dégagerons déjà dans ces pages les domaines d'application des différents types de transistors, indiquerons quelques caractéristiques essentielles, discuterons des particularités d'utilisation et tracerons les tendances futures. Ce chapitre comportera donc un grand nombre de renseignements dégrossissant déjà quelque peu le sujet « transistor », et qui seront ainsi immédiatement utilisables dans la pratique.

PROPRIÉTES GÉNÉRALES DES TRANSISTORS

Jusqu'où ira le transistor?

Dans le domaine des appareils électroniques portatifs, il est facile de constater que le transistor a déjà presqu'entièrement remplacé le tube électronique. Et ce qui est surtout manifeste pour le récepteur de voyage ou de

poche et pour l'appareil de surdité, commence à le devenir également pour les récepteurs d'automobile, les compteurs de radiations, les télécommunications, voire certains équipements de prise de vue de télévision et les appareils portatifs de mesure et de contrôle, où une tendance très nette vers la « transistorisation » se fait jour.

Si le transistor a triomphé dans le secteur du matériel léger, c'est grâce à sa faible taille (on fabrique des transistors moins gros qu'une tête d'allumette), à sa très grande robustesse et à sa modestie en ce qui concerne la consommation. Sur ce dernier point, le tableau ci-dessous, dans lequel un tube subminiature pour prothèse auditive est comparé à un transistor, donne quelques précisions numériques.

	TUBE	TRANSISTOR	
Puissance de sortie	0,95	2,5	mW
Tension d'alimentation	22	3	V
Courant d'alimentation	—	2	mA
Puissance d'alimentation	15,25	6	mW
Rendement	6	42	%
Distorsion	10	10	%

Le transistor permet donc d'approcher d'assez près la limite théorique du rendement qui est de 50 % en classe A; de plus, la possibilité d'utiliser des sources d'alimentation de faible puissance est un avantage incontestable quant aux prix et quant à l'encombrement.

En ce qui concerne les installations fixes, on ne fait encore un usage massif de transistors que dans le domaine des calculatrices électroniques où les problèmes d'encombrement, de dégagement de chaleur et de durée de vie sont importants. Un autre domaine d'application est celui des alimentations stabilisées et des convertisseurs de courant continu, où le transistor a a été adopté grâce â son excellent rendement. En outre on trouve fréquemment des transistors dans des préamplificateurs de microphone, de tourne-disque et d'enregistreur magnétique. En effet, le transistor n'est pas sujet à microphonicité; sa faible résistance d'entrée le rend peu sensible à des influences parasites (ronflement), et son bruit propre est plus faible que celui du tube. Cette dernière affirmation peut surprendre, car elle est contraire à une opinion assez répandue. Elle n'en est pas moins valable, actuellement, et même pour le transistor de fabrication courante, à condition qu'on adopte un montage d'utilisation convenable, comme cela sera précisé dans un chapitre ultérieur.

Si le transistor n'a encore pu pénétrer dans des domaines tels que la radio domestique, son échec actuel est dû à une double question de prix. D'abord, le transistor est encore plus cher que le tube; ensuite, il faut, pour obtenir un résultat donné (sauf cas particulier), un plus grand nombre de transistors que de tubes, et davantage de pièces détachées. Mais il y a égale-

ment, sur ce point, une double évolution. En utilisant des transistors à diffusion à la place des types courants à alliage dans les circuits de conversion et d'amplification M.F. d'un récepteur, on peut maintenant se contenter de deux étages au total, comme dans un récepteur à tubes.

De plus, la fabrication du transistor se prête mieux à l'automatisation que celle du tube. Evidemment, il se pose là la question de l'amortissement des frais d'études et d'installation, et celle du déchet de fabrication qui est actuellement encore assez important dans le cas du transistor. Mais il est déjà à peu près certain que le transistor reviendra un jour moins cher que le tube. Ce jour-là, sinon avant, on fabriquera plus de transistors que de tubes. En effet, le transistor se prête particulièrement bien à des montages avec liaison directe et dans lesquels une compensation de température très efficace est opérée sur l'amplificateur entier. Très économiques du point de vue pièces détachées, ces montages permettront alors aux transistors de pénétrer aussi dans le domaine du récepteur domestique, et cela, même, s'ils doivent encore venir en nombre supérieur pour chasser les tubes.

En télévision, le problème se présente différemment, puisque, dans certains circuits et notamment en U.H.F., le transistor donne, à nombre égal de composants, un meilleur résultat que le tube. On s'explique ainsi que le transistor est plus fréquemment utilisé dans les téléviseurs que dans les récepteurs domestiques de radiodiffusion.

Les difficultés d'utilisation.

Les propriétés du transitor semblent faites pour désorienter complètement le technicien ayant pris, avec le tube, l'habitude de considérer comme infinie la résistance d'entrée d'un étage d'amplification. Dans le cas du transistor, au contraire, l'impédance d'entrée est très basse; de l'ordre du kiloohm dans les préamplificateurs, elle peut tomber à quelques ohms dans les étages de puissance. Comme la résistance de sortie est toujours environ cent fois plus élevée que la résistance d'entrée, des problèmes d'adaptation se posent. Beaucoup d'autres exemples pourraient montrer que le transistor est non seulement différent du tube, mais aussi d'un accès plus difficile. Ainsi, pour calculer un montage à transistors, ou pour effectuer une mise au point expérimentale, il faut certainement une base de connaissances plus large que celle requise par un montage à tubes de même gabarit.

Dans cet ordre d'idées, il faut surtout citer le problème de l'effet de température dont on n'a guère à se préoccuper dans le cas du tube, mais qui constitue un souci supplémentaire pour le technicien du transistor. Comme certaines caractéristiques du transistor varient sous l'influence de la température, il faut prévoir des compensations. De plus, il faut tenir compte des limites d'utilisation qui sont imposées par la température et qui sont relativement basses.

De ce fait, le champ d'application des transistors se trouve restreint dans certains cas. Les transistors au germanium n'admettent que des températures internes comprises entre 60 et 100° C; comme la chaleur de dissipation

contribue à augmenter cette température interne, il n'est guère possible d'admettre des températures ambiantes supérieures à 50° C. Le transistor au silicium, par contre, est encore utilisable jusqu'à 120° C, mais la métallurgie du silicium étant plus difficile que celle du germanium, son prix est encore relativement élevé.

La durée de vie du transistor.

Le tube n'est au fond rien d'autre qu'un assemblage mécanique de pièces métalliques et d'isolants; il peut donc déjà se mettre en panne pour des raisons mécaniques, telles que chocs et vibration. Un défaut semblable n'est pas à craindre dans le cas du transistor dont la constitution est plutôt comparable à celle d'un produit chimique. De plus, il ne connaît pas les problèmes de vide et d'évaporation de filament ou de couche de cathode. On avait donc prédit une durée de vie pratiquement illimitée dès l'avènement du transistor à jonctions.

Cependant, les expérimentateurs ayant eu en mains les premiers de ces transistors, ont pu constater que certains échantillons étaient devenus inutilisables après être restés tout simplement dans un tiroir pendant un an. On a vite reconnu qu'il s'agissait là d'une altération des surfaces du cristal; et on a mis au point des procédés de fabrication permettant d'éviter ce défaut. Actuellement on peut considérer ce mal comme définitivement classé, et il n'est certainement pas exagéré de chiffrer la durée de vie d'un transistor à dix ans de fonctionnement ininterrompu. Les progrès de la technologie permettent même de prévoir que cette durée sera, en réalité, plus grande; mais évidemment, on ne dispose pas encore d'un recul assez grand pour pouvoir l'affirmer.

L'évolution dans le temps des caractéristiques d'un transistor est indiquée par les courbes de la figure 6, adaptée d'après une documentation *Motorola* relatant des expériences effectuées sur trente à cinquante échantillons fonctionnant sous dissipation maximum. Des résultats tout à fait semblables ont d'ailleurs été obtenus avec des transistors conservés sous une température de stockage de 100° C. Nous ferons ultérieurement plus ample connaissance avec les paramètres β (gain en courant) et I_{CBO} (courant inverse de la jonction collecteur-base) qui sont portés dans ce graphique. On voit que, pour le premier de ces paramètres, il y a bien variation pendant les premières centaines d'heures de fonctionnement; mais ensuite, on observe une parfaite stabilité. En ce qui concerne le courant I_{CBO} pour lesquels les très anciens transistors accusaient une constante et désagréable augmentation avec le temps, on constate ici plutôt des variations statistiques. Ce courant double, en effet, chaque fois que la température augmente de 8° C; et comme ces mesures ont été effectuées à 25 $\pm$ 3° C, de telles variations sont parfaitement explicables et n'accusent nullement un effet de vieillissement.

Tout en étant mécaniquement plus solide que le tube, le transistor est à considérer comme électriquement moins robuste, à condition qu'on fasse abstraction de la fragilité que montre un filament de tube en cas de surten-

sion. En effet, un tube surchargé (en dissipation de plaque) réagit simplement en se fatiguant plus vite; et il est vraiment difficile de tuer un tube « sur le coup », le filament étant toujours mis à part. Par contre, il suffit d'une surcharge durant une dizaine de millisecondes pour rendre un transistor inutilisable. Cela constitue un problème assez grave pour l'expérimentateur, car il n'existe guère de fusibles qui seraient capables de répondre suffisamment vite à une opération malencontreuse!

Les tendances de développement.

Les inconvénients tels que l'effet de température, la faible résistance d'entrée ou la fragilité électriques sont inhérents à la nature du transistor;

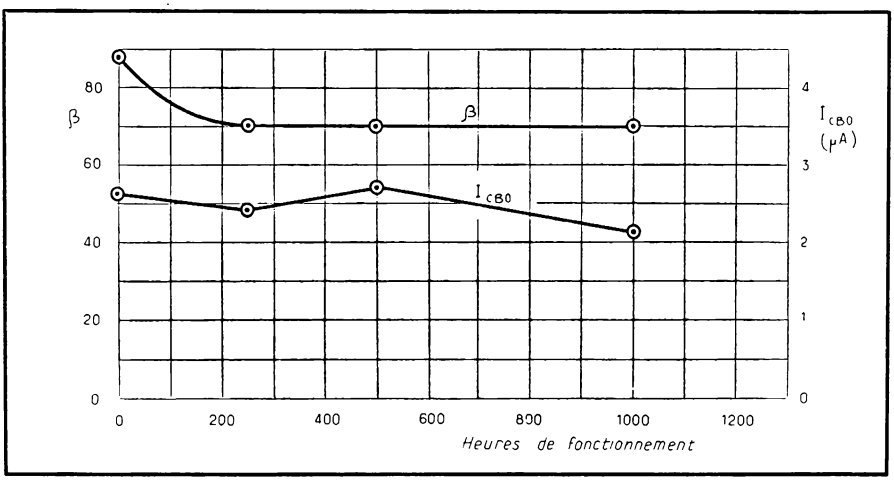


Fig. 6. — Variation, en fonction du temps, du gain en courant (β) et du courant initial collecteur-base (I_{CBO}).

et on ne peut prévoir, pour l'instant, de développement nouveau permettant de les supprimer. Sur d'autres points, d'importants progrès sont en cours, et bientôt certaines propriétés désagréables du transistor ne seront plus que légende.

Il en est déjà ainsi pour le bruit de fond du transistor, ce qui n'empêche, d'ailleurs, certains de croire plutôt la légende ancienne que la réalité actuelle. Nous avons également déjà mentionné la question du rendement par étage; et il nous faut encore signaler, à ce propos, qu'on utilise de plus en plus certains transistors spéciaux, permettant de réaliser des circuits électroniques par des moyens beaucoup plus simples qu'avec le tube électronique. C'est ainsi qu'un seul transistor peut accomplir des fonctions de relaxateur ou de bascule nécessitant normalement deux tubes.

L'amélioration progressive de la fabrication permettra aussi d'obtenir des variations de moins en moins importantes d'un échantillon à l'autre; actuellement, les dispersions de caractéristiques sont, en effet, encore plus importantes que pour le tube électronique.

Pour les transistors B.F. courants dans le commerce, la limite est actuellement de 100 W environ pour la puissance dissipée de l'ordre de 50 A pour le courant maximal de collecteur. Par contre, des puissances supérieures au kilowatt ont été obtenues en laboratoire.

En ce qui concerne la fréquence, on peut dire que, actuellement, et pour des puissances de quelques milliwatts, le transistor couvre un domaine un peu plus grand que le tube à vide classique, soit jusqu'à 4 000 MHz environ. Au-delà de cette limite, où le tube devient magnétron ou klystron, le semiconducteur n'a encore pu pénétrer; certains transistors spéciaux dont on a beaucoup parlé, n'ayant pas encore répondu aux espérances qu'on avait mis en leur utilité pratique.

Dans les générateurs H.F. de puissance, et encore plus dans les émetteurs de radio, le tube est encore très loin d'être supplanté par le transistor. Avec les types actuellement disponibles, on obtient quelques dizaines de watts en dessous de 10 MHz et quelques watts aux fréquences de l'ordre de 100 MHz. Mais ici, on assiste également à un progrès constant, si bien que ces chiffres seront sans doute bientôt dépassés.

PHYSIQUE DES SEMICONDUCTEURS

Conducteurs et isolants.

Il est assez difficile de définir, en quelques mots, l'expression « semi-conducteur ». On a pris l'habitude de nommer *conducteurs* les corps dont la résistivité est de quelques microhms par cm/cm^2 et augmente avec la température. La résistivité des *isolants,* par contre, est couramment de plusieurs milliers de mégohms; elle diminue quand la température augmente. La différence de résistivité entre conducteurs et isolants est absolument énorme, comparée à d'autres propriétés physiques de la matière, comme la densité et le poids atomique. Toutefois, conducteurs et isolants ont une caractéristique commune : leurs propriétés ne changent guère quand on ajoute une faible proportion d'impuretés.

Les *semiconducteurs,* par contre, se comportent sous tous ces aspects d'une manière absolument différente. Presque isolants à l'état pur, ils deviennent conducteurs sous l'influence d'impuretés en proportions extrêmement faibles. A la température normale, leur résistivité diminue avec l'échauffement; mais elle devient également plus faible quand on approche des températures très basses. Finalement, certains semi-conducteurs peuvent montrer une conductivité « positive » ou « négative », suivant leur préparation.

Le germanium est le principal semi-conducteur actuellement utilisé dans la fabrication des transistors. Son existence fut prédite en 1871 par MENDÉLÉEV, qui le classait à la 32e place de son tableau. Il fut découvert, en 1885, par WINKLER, dans une mine d'argent en Saxe (Allemagne). Il reçut son nom d'après celui du pays natal de WINKLER. Le minerai que ce dernier avait à analyser contenait 75 % d'argent, 18 % de soufre, des traces de mercure, de fer, etc., et 6 à 7 % d'un élément inconnu. Après un travail de plusieurs mois, WINKLER réussit à isoler cet élément et à le définir comme le 32e du tableau de MENDÉLÉEV.

Le poids spécifique du germanium est de 5,5; il fond à 960°. Avant d'atteindre son point de fusion, le germanium brûle à l'air libre; on doit donc le fondre dans le vide. Son aspect est d'un brillant métallique, comme celui de l'étain. Son prix est actuellement plus élevé que celui de l'or.

Comme sa position dans le tableau de MENDÉLÉEV l'indique, l'atome de germanium comporte un noyau de 32 protons entouré de 32 électrons. Ces derniers sont répartis sur quatre couches d'orbites; 2 électrons se trouvent sur la première, 8 sur la deuxième, 18 sur la troisième et 4 sur la couche

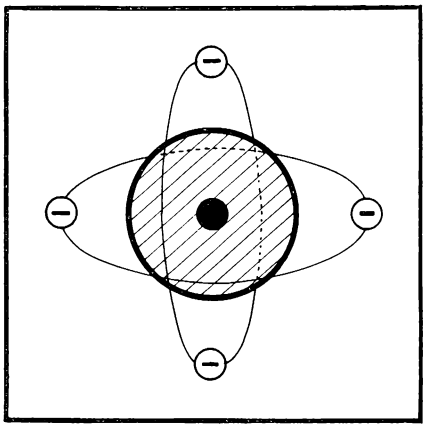


Fig. 7. — Cette représentation schématique de l'atome de germanium montre les quatre électrons de valence gravitant sur deux orbites différentes.

périphérique, qui seule nous intéresse ici. *Ces quatre électrons déterminent, en effet, la valence du germanium,* qui peut ainsi former une molécule avec quatre atomes d'un élément monovalent (hydrogène : GeH^4) ou avec deux atomes d'un élément divalent (oxygène : GeO^2).

D'autres éléments tétravalents sont le carbone et le silicium; ce dernier, notamment, possède des propriétés semblables à celles du germanium.

Toutefois, la température de fusion du silicium est plus élevée que celle du germanium; on s'explique ainsi que la préparation métallurgique et la purification de ce premier métal soit plus difficile. Dans l'exposé qui suit, nous considérerons principalement le germanium et ne signalerons, pour le silicium, que les propriétés qui le différencient du germanium.

Le groupe des voisins *trivalents* du germanium nous intéresse également. Il s'agit là d'éléments dont les atomes ont un électron de moins dans la dernière couche d'orbites, comme l'aluminium, le gallium et l'indium. Suivant un mécanisme que nous étudierons plus loin, ils rendent le germanium conducteur de l'électricité positive.

Nous devons accorder une même importance aux voisins *pentavalents* du germanium, dont les atomes possèdent cinq électrons de valence, donc un de plus que le germanium. Leur présence sporadique dans un cristal de cet élément le rend conducteur de l'électricité négative. On utilise notamment le phosphore, l'arsenic et l'antimoine.

Le semiconducteur intrinsèque.

On sait que seuls les électrons périphériques d'un atome interviennent dans le phénomène de la conduction électrique. Dans notre cas, nous pouvons donc nous faire une image simplifiée de l'atome de germanium (fig. 7) : le noyau et les trois premières couches d'électrons occupent un espace délimité par le cercle épais, et autour gravitent les quatre électrons périphériques.

Nous supposons que ces derniers circulent, deux par deux, sur deux orbites formant deux plans se coupant à angle droit. Il s'agit là d'une théorie simplifiée; mais puisque, actuellement, aucune théorie ne sait encore être rigoureuse, nous pouvons l'appliquer sans hésitation, d'autant plus qu'elle permet une explication particulièrement simple et claire des phénomènes observés.

La figure 8 schématise une coupe à travers un cristal de germanium. De chaque atome, nous ne voyons que deux électrons de valence, ceux dont l'orbite commune se confond avec le plan du papier. Pour l'un des atomes, cette orbite est indiquée par un cercle en pointillé. A l'instant représenté par le dessin, quatre électrons se trouvent sur cette orbite, mais deux seulement (reliés à l'atome par une ligne pointillée) lui appartiennent réellement. Les deux autres proviennent des atomes supérieur et inférieur qui ont également, sur l'orbite de leurs deux propres électrons de valence, deux électrons de leurs voisins de droite et de gauche.

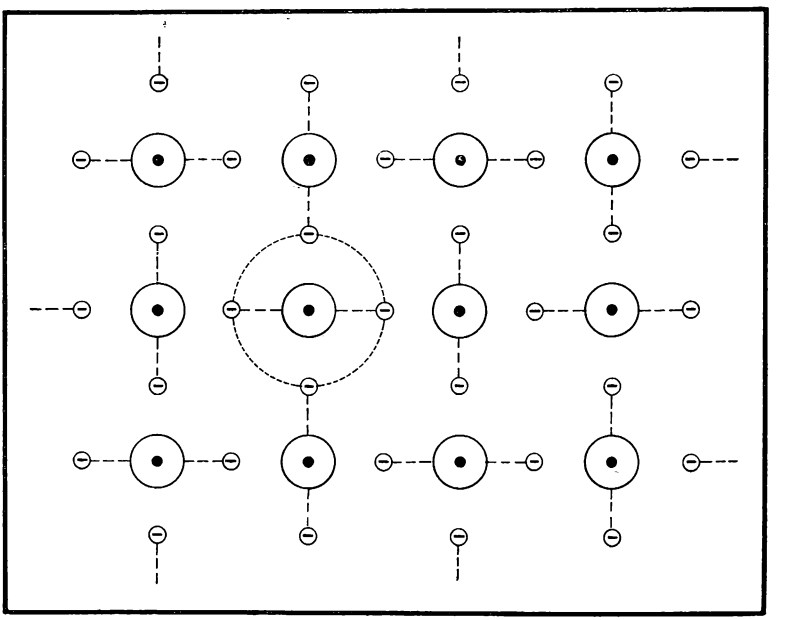


Fig. 8. — Un cristal de germanium pur représenté à l'échelle atomique.

Chaque atome attire donc, avec la force dont il dispose pour maintenir ses quatre propres électrons de valence, un total de huit électrons, mais il ne les attire qu'à moitié. On peut maintenant s'imaginer un mouvement de rotation des électrons; mais, même avec la disposition de la figure 8, on conçoit très facilement les causes de la régularité de la structure cristalline et celles de la cohésion de la matière. La disposition représentée par la figure est encore applicable à la seconde orbite d'électrons de valence (fig. 7) que nous ne voyons pas en figure 8 du fait qu'elle est perpendiculaire au papier.

On ne peut s'imaginer que difficilement comment une conduction électrique pourrait avoir lieu dans un milieu aussi homogène et régulier. La seule cause pourrait en être une température élevée. Du fait de l'agitation thermique, les atomes se trouvent alors bousculés, à un point tel que certains électrons de valence échappent de leurs orbites, pour se promener librement dans l'espace interatomique. Un électron issu d'une source d'électricité peut alors prendre une place devenue vacante dans les « manèges » de la figure 8, et une conduction peut s'établir. On parle alors d'une conduction « intrinsèque » du semiconducteur.

Il est, d'ailleurs, parfaitement possible de calculer cette conduction intrinsèque. On sait que, dans le cas du germanium, il faut une énergie de 0,7 électron-volt pour libérer un électron de valence. Or, l'énergie moyenne de l'agitation thermique est seulement de quelques centièmes d'électron-volt à la température ordinaire. L'agitation thermique étant un phénomène très irrégulier (comme un bruit de fond), il peut arriver que, à un moment donné et à un certain endroit du cristal, l'énergie thermique instantanée dépasse le seuil de libération défini plus haut et qu'un électron soit obligé de quitter son orbite. Le calcul montre que la probabilité d'un tel phénomène est très réduite; à la température ordinaire et sur un total de dix milliards d'électrons, il n'y a, en moyenne, que moins de deux électrons libres. Partant de ce calcul, on peut déterminer la résistivité du germanium pur, qui est de 47 Ω, à la température ordinaire.

Dans le cas du silicium, l'énergie de libération est de l'ordre de l'électron-volt. On s'explique ainsi facilement que cet élément supporte des températures plus élevées, c'est-à-dire des énergies plus fortes d'agitation thermique. De plus, la résistivité du silicium est plus élevée que celle du germanium; on la trouve, après mesure, égale à 63 000 Ω.

Nous avons pu voir que le nombre d'électrons libres, donc la conductibilité, augmente avec la température dans le cas des semi-conducteurs. Dans celui des métaux conducteurs, le phénomène est entièrement différent; on dispose toujours, même au zéro absolu, d'une grande quantité d'électrons libres. L'agitation thermique ne fait ici que gêner le déplacement des électrons; on s'explique ainsi que, dans le cas des métaux, la résistivité augmente avec la température.

Bien entendu, nos considérations sur la résistivité des semi-conducteurs ne sont valables que dans le cas d'un élément pur. Or, le mot « pur » veut beaucoup dire, quand il est prononcé avec le mot « germanium ». Dans le germanium le plus pur qu'on ait pu réaliser, on trouve un atome étranger sur environ un milliard d'atomes de germanium. Cela paraît excellent; toutefois, un atome n'est pas un objet très grand; ainsi, un centimètre cube de germanium « pur » contient encore environ 10 milliards d'atomes étrangers!

Si vous désirez avoir une image plus précise de ces grands chiffres, figurez-vous que vous vous trouvez en présence d'un immense pot rempli de petits pois auxquels on a mélangé, dans une proportion de $1/10^9$, des haricots. Si vous triez ce mélange à raison d'un petit pois à la seconde, il vous faudra travailler sans arrêt pendant 30 ans environ, avant que vous trouviez le premier haricot. Pour trier, de la même façon, un nombre de petits pois correspondant au nombre d'atomes contenus dans un centimètre cube de germanium, il vous faudra plus de 300 milliards d'années. Il s'agit là encore d'un chiffre très grand; pour le comprendre, sachez donc que, quand vous — ou plutôt un descendant de votre arrière-petit-fils — aura terminé ce triage, la surface de la terre se trouvera recouverte de petits pois jusqu'à une hauteur de 50 mètres!

Le semiconducteur extrinsèque.

Si on mélange au germanium « pur » un élément pentavalent (arsenic ou antimoine) en proportions infimes ($1/10^7$), on obtient un matériau assez bon conducteur, mais la conduction s'opère d'une façon assez surprenante.

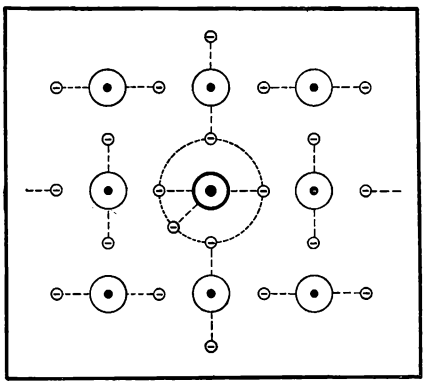


Fig. 9. — Cristal du type n.

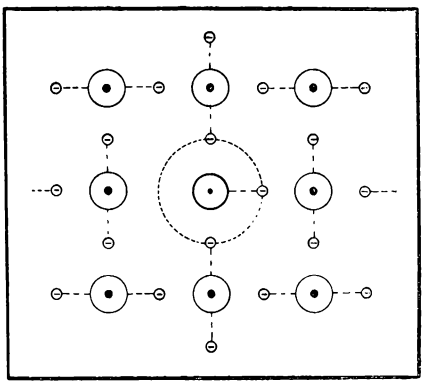


Fig. 10. — Cristal du type p.

La figure 9 nous montre une structure cristalline autour d'un atome pentavalent. Précisons d'abord que les différences de taille entre les atomes des différents éléments sont suffisamment faibles pour qu'aucune modification de la structure cristalline n'intervienne si un atome de germanium est remplacé par celui d'une substance peu différente, et si la proportion de l'impureté reste très faible dans l'ensemble du cristal.

Supposons que l'électron de valence supplémentaire se trouve sur l'orbite visible dans le plan du papier. Comme ses voisins sont engagés, si on peut dire, dans les rouages de la cohésion, il se trouve repoussé par eux et ne tient pas beaucoup à rester en place. Aux très basses températures, toutefois, l'attraction de son atome le maintient; mais à la température ordinaire, l'agi-

tation thermique devient suffisante pour qu'il s'échappe. Il part alors, animé de l'énergie du choc thermique. L'espace interatomique est suffisamment lacunaire pour qu'il puisse passer devant plusieurs milliers d'atomes avant d'en heurter un. Cette collision étant parfaitement élastique, l'électron part alors dans une autre direction jusqu'au prochain choc. Accidentellement, il peut arriver que cet électron « célibataire » soit capté par un atome pentavalent qui vient de perdre son cinquième électron de valence dans les circonstances que nous venons de décrire.

Le germanium ainsi préparé souffre donc d'un excès constant d'électrons. Mais ceux-là ne peuvent quitter le cristal, car ils sont retenus, dans leur ensemble, par les atomes pentavalents d'où ils proviennent. En appliquant un champ électrique au cristal, on peut provoquer un déplacement des électrons libres; le germanium est devenu conducteur grâce aux atomes pentavalents. On appelle *donneurs* les atomes ou éléments qui sont capables d'enrichir le cristal d'électrons. Ce cristal devient alors un conducteur « extrinsèque ».

Il existe également des *accepteurs* (d'électrons). Ce sont des éléments trivalents, comme le gallium et l'indium. Ils ne possèdent que trois électrons de valence; la présence d'un de leurs atomes dans une structure cristalline de germanium est schématisée en figure 10.

Supposons que, sur les trois électrons de valence de l'atome considéré, deux gravitent sur l'orbite perpendiculaire au dessin, et un dans l'orbite dessinée. On voit qu'un « trou » apparaît dans la régularité de la structure cristalline. Aux très basses températures, ce trou ne donne lieu à aucun phénomène particulier. Mais en période de mouvement thermique intense, il peut arriver qu'un atome de germanium voisin se trouve très « serré » pendant un instant et qu'un de ses électrons préfère occuper le « trou » créé par l'atome trivalent. Celui-là aura donc, pendant un certain temps, quatre électrons périphériques, tout comme un atome de germanium. Or, l'atome qui vient de céder un électron n'est pas moins « débrouillard » que son voisin trivalent; à la prochaine occasion, il se procurera l'électron manquant chez un de ses voisins, etc.

On observe donc un mouvement d'électrons à travers le cristal, comme dans le cas du germanium à impureté pentavalente, avec cette différence que le mouvement de l'électron n'est plus rectiligne, mais a lieu sur des orbites devenant vacantes pendant quelques instants; on conçoit donc facilement qu'il s'agisse là d'un mouvement moins rapide que dans le cas précédent.

Au lieu de parler d'électrons qui se meuvent, on peut aussi bien dire que le « trou » créé par l'atome trivalent se déplace. Cela peut sembler paradoxal, mais cette conception facilite largement la compréhension; on peut, en effet, considérer les électrons comme porteurs de la charge négative dans le germanium *n*, et les trous comme porteurs de la charge positive dans le germanium *p*.

En pratique, il est très rare qu'une impureté soit présente seule dans un cristal; on utilise fréquemment un mélange des deux impuretés. Supposons que le rapport de ces mélanges soit égal à dix, soit, pour citer des chiffres pratiques, 5.10^{14} accepteurs et 5.10^{15} donneurs au centimètre cube. Dans un tel cristal, les électrons sont donc en excès; et ils iront occuper la plus grande partie des

trous provoqués par les accepteurs. Le nombre total des électrons libres se trouve ainsi diminué de presque 10 %, ce qui n'est pas très important. Mais le fait que, de cette façon, environ 99 % des trous sont occupés, est beaucoup plus sensible, car il n'y aura finalement plus qu'un seul trou pour 1 000 électrons

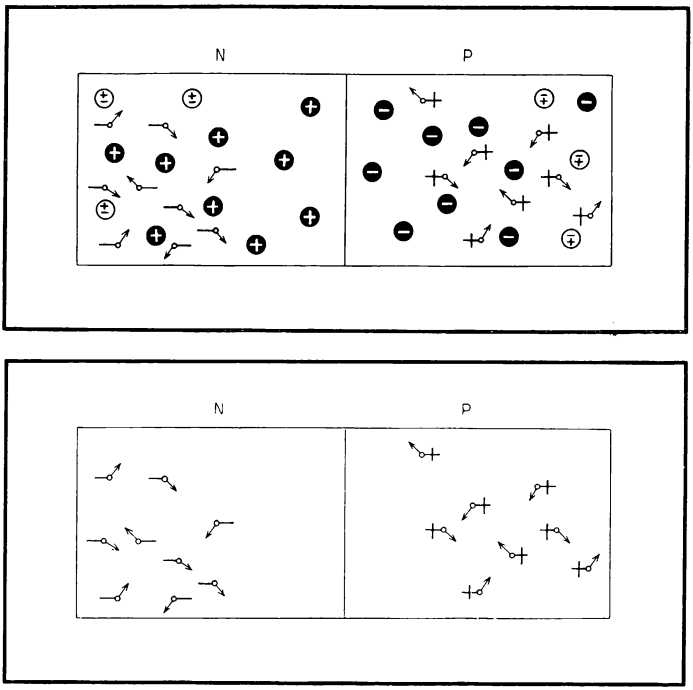


Fig. 11, a et b. — En haut, donneurs et accepteurs sont représentés par de grands disques noirs; autour d'eux, on reconnaît les porteurs de charge. Ces derniers étant seuls mobiles, ils sont animés, en l'absence de champ extérieur, par le mouvement irrégulier représenté en bas.

libres. Dans un tel cristal, les électrons sont appelés « porteurs majoritaires » (de charge); et les trous constituent les « porteurs minoritaires ».

La jonction p-n.

Certains procédés, dont nous étudierons plus loin la technologie, permettent d'accoler un bloc de germanium *p* à un bloc du type *n*. La surface commune de ces deux blocs est appelée *jonction;* nous verrons que cette notion de jonction est d'une importance capitale dans la technique des semiconducteurs.

En figure 11 *a*, nous avons représenté une jonction *n-p* à l'état de repos, c'est-à-dire en l'absence de toute tension sur les armatures extérieures. Nous voyons, sous forme de grands cercles noirs, les accepteurs (+) et les donneurs (—) dispersés irrégulièrement à travers le cristal, et, parmi eux, les électrons libres et les trous. Quelques uns de ces donneurs et accepteurs, représentés par un cercle épais comportant le signe $\pm$ ou $\mp$, sont occupés. Il s'agit donc là soit d'atomes pentavalents ayant provisoirement récupéré un cinquième électron, soit d'atomes trivalents se trouvant, momentanément,

avec effectivement pas plus de trois électrons sur leur orbite de valence. Contrairement aux autres atomes d'impuretés, ceux-là ne sont donc pas ionisés.

Le dessin ne permettant une indication de mouvement que par les flèches dont sont munis les électrons et trous, il sera peut-être utile de préciser que les donneurs et accepteurs, solidement maintenus dans la structure cristalline, ne peuvent en aucun cas se déplacer. Ils n'ont donc pour effet que de maintenir, dans leur ensemble, les électrons et trous des côtés respectifs de la jonction, mais n'interviennent pas du tout dans le phénomène de la conduction qui sera traité plus loin. Dans l'exposé qui suivra, on pourra donc parfaitement faire abstraction de ces points fixes d'ionisation (fig. 11 b) et ne plus considérer que les charges capables de se déplacer, c'est-à-dire les électrons et les trous.

Le fait que (fig. 11) ces charges mobiles semblent fuir la jonction mérite une explication que nous allons entreprendre avec l'image d'un mur peint moitié en blanc, moitié en noir. Ce mur comporte des alvéoles, (donneurs ou accepteurs) et devant sa face évoluent un nombre d'oiseaux noirs égal à celui des alvéoles dans la partie blanche du mur; et il y a également autant d'oiseaux blancs que d'alvéoles dans le mur noir. Ces oiseaux représentent donc les charges mobiles, et on admettra qu'ils sont attirés par les contrastes; les blancs resteront donc devant la partie noire du mur, tout en évitant de s'approcher trop de la partie blanche qui les repousse. De temps en temps, l'un ou l'autre des oiseaux se repose dans une alvéole de la teinte qu'il aime, ce qui correspond à un état d'occupation d'un donneur ou d'un accepteur.

En d'autres termes, les charges fixes repoussent les charges mobiles de même signe se trouvant de l'autre côté de la jonction. Il apparaît ainsi une zone vide de part et d'autre de cette dernière. Cette zone est appelée « barrière de potentiel »; et il est facile de comprendre que, pour établir une conduction dans le cristal, il faut d'abord vaincre cette barrière.

Mais nous allons voir d'abord ce qui se passe quand on applique à la jonction une tension *inverse* suivant la figure 12. Les électrons et trous seront attirés par les polarités opposées, et une zone vide encore plus grande apparaît au milieu, ce qui signifie que la barrière de potentiel se trouve renforcée. Par des mesures adéquates, on a pu montrer que l'épaisseur de cette zone peut atteindre 3/100 de millimètre.

Dans les conditions présentes, la jonction se comporte donc comme un *isolant*. Toutefois, si la tension inverse est élevée, les électrons se trouvent très serrés dans la connexion du côté *p*, et certains d'entre eux pénètrent dans le cristal. Leur longueur de parcours moyen étant de l'ordre du millimètre, ils peuvent soit, le mouvement thermique aidant, directement atteindre la zone *n*, soit se faire relayer par un autre électron se trouvant, en tant que porteur minoritaire, dans la zone *p*. Si on veut que le courant inverse d'une jonction soit faible, il faut donc s'arranger pour que le nombre des porteurs minoritaires soit faible. Pour cela, on doit attacher une grande importance à la pureté non seulement du germanium, mais aussi de l'« impureté » introduite. Le courant inverse dépend, de plus, très fortement de la température. Dans le cas du germanium, il double chaque fois que cette température augmente de 7 à 9° C; dans celui du silicium il faut, à la température ordi-

naire, une variation de 10 à 15° C pour obtenir le même effet, et une variation de 15 à 20° C, quand la température est de l'ordre de 100° C.

Avec une tension inverse normale et à la température ordinaire, seuls quelques électrons favorisés par le mouvement thermique arrivent à franchir la jonction. Avec une tension plus forte, le champ peut devenir suffisant pour ioniser complètement les atomes situés au voisinage de la jonction. A partir de

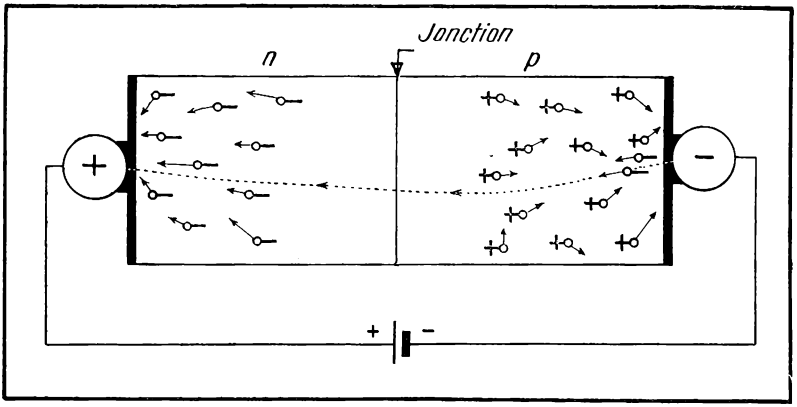
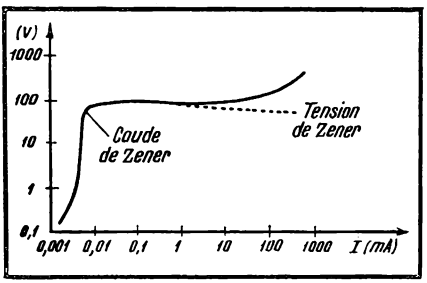


Fig. 12. — Diode à jonction soumise à une tension inverse.

ce seuil dit « de *Zener* », le courant inverse de la diode augmente très brusquement; avec certaines diodes au silicium, il peut atteindre une valeur qui est plus d'un million de fois plus forte que le courant inverse ou « initial » ordinaire.

Si on trace (fig. 13) une courbe exprimant la tension aux bornes de la diode en fonction du courant qui la traverse, on constate d'abord une montée

Fig. 13. — Caractéristique inverse d'une diode à effet Zener.



presque verticale. Ici, le courant est pratiquement indépendant de la tension appliquée; c'est la région du courant initial. Au-delà du coude de Zener, la courbe devient presque horizontale; et la tension aux bornes de la diode reste pratiquement indépendante du courant. Dans cette région de Zener, la diode se comporte donc comme un stabilisateur de tension. On fabrique actuellement toute une gamme de diodes, dites « à effet Zener », dont les tensions de stabilisation s'échelonnent entre quelques volts et plusieurs dizaines de volts. C'est en jouant sur le degré d'impuretés dans les zones *n* et *p* qu'on arrive à ajuster la tension de Zener à une valeur qui peut être prédéterminée avec

une assez grande précision. Ces impuretés agissent, en effet, sur l'épaisseur de la jonction; et si, dans cette jonction, le champ électrique dépasse 250 000 V/cm environ, dans le cas du silicium, l'effet Zener se manifeste. Les électrons de valence des atomes de germanium se trouvent arrachés par un champ aussi intense; et on assiste à une conduction dont le mécanisme est entièrement différent de celui des trous et électrons « célibataires ».

Il est très important de remarquer que jamais il ne peut y avoir « claquage » de la jonction, même en présence de champs aussi intenses. S'il y a destruction de la diode, elle ne peut être due qu'à un échauffement consécutif à une dissipation exagérée, et en aucun cas il n'y aura un phénomène de percement par étincelle tel qu'on l'observe couramment dans le cas d'un condensateur au papier.

En appliquant au cristal une tension dans le sens conducteur (fig. 14), trous et électrons se trouvent attirés par les charges de signe opposé, à travers la jonction. On observe un véritable échange des charges, ce qui correspond bien à une *conduction*. Si on préfère, on peut remplacer le mouvement des trous par un déplacement d'électrons en sens inverse. Les charges ne se dirigent pas toutes dans un même sens, car le mouvement thermique se superpose au champ extérieur.

L'intensité du courant direct dépend de la tension appliquée à la jonction. Si cette tension est faible (quelques dizaines de millivolts), seuls quelques électrons favorisés par le mouvement thermique parviendront à franchir la barrière de potentiel existant à l'état de repos. Puis, en augmentant la tension,

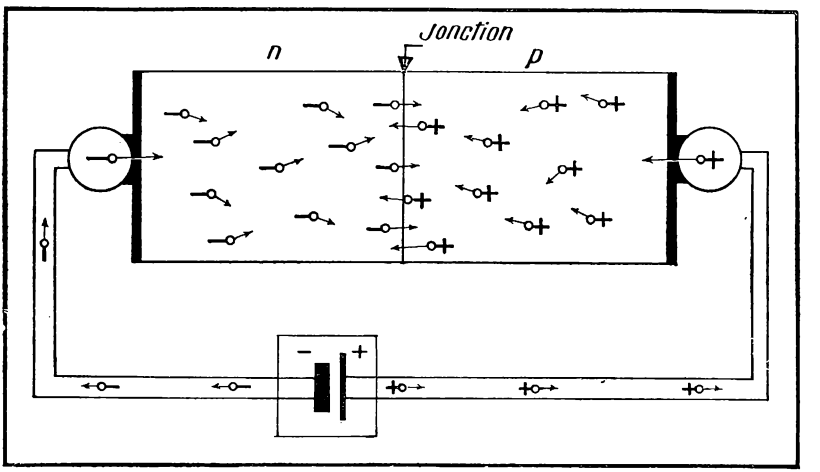


Fig. 14. — Diode à jonction à l'état conducteur.

on assiste à une croissance exponentielle du courant qui se ralentit cependant à partir d'une tension de l'ordre du volt, car la résistance ohmique des connexions sur la jonction commence alors à se manifester. Il est évidemment malaisé de définir, dans ces conditions, un « seuil de détection », c'est-à-dire la tension à partir de laquelle la diode commence à conduire d'une manière franche. Habituellement, on indique pour ce seuil 0,2 V dans le cas du germa-

nium, et 0,7 V dans celui du silicium. Mais comme le courant inverse est beaucoup plus faible pour le silicium, le rapport entre les courants direct et inverse est, pour une tension donnée, à peu près le même dans les deux cas.

Toute diode à laquelle on applique une tension directe supérieure à deux volts se trouve détruite par excès de dissipation. Des diodes particulièrement bonnes, c'est-à-dire présentant une résistance directe très faible, peuvent même déjà être mis hors d'usage par des tensions de l'ordre du volt dans le sens direct.

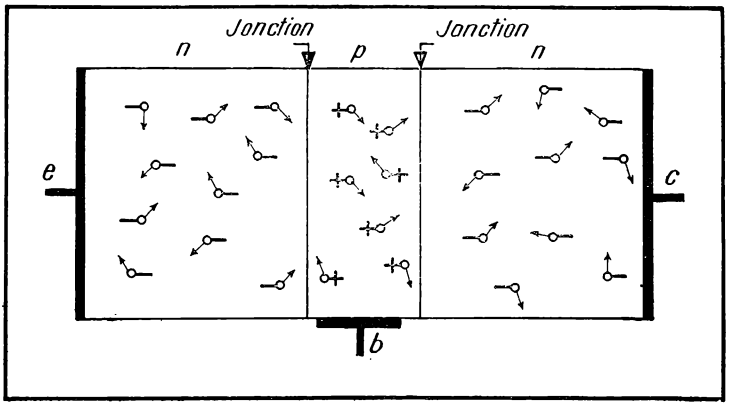


Fig. 15. — Transistor à jonctions au repos.

En augmentant lentement la tension appliquée, l'échauffement dû au passage du courant libère un nombre de plus en plus grand d'électrons et de trous à partir des donneurs et accepteurs présents dans le cristal. La résistance du semiconducteur diminue dans ces conditions. Pour un échauffement encore plus fort, la température sera suffisamment élevée pour que tous les donneurs et accepteurs soient actifs; le mouvement thermique commence alors à gêner le déplacement des charges, et la résistance augmente, comme dans un conducteur ordinaire.

Le transistor à jonctions.

Nos considérations seront relatives à un transistor *n-p-n;* elles s'appliquent aussi bien au type *p-n-p*. Toutefois, dans le premier, la conduction se fait par les électrons libres, ce qui se conçoit plus facilement que le déplacement des trous dont il conviendrait de parler dans le cas du type *p-n-p*.

La figure 15 montre un transistor à jonctions à l'état de repos. Comme dans le cas de la diode, nous observons une répartition et un mouvement désordonnés des charges, ainsi que, aux jonctions, des barrières de potentiel que nous n'avons plus représentées ici dans le dessin.

Laissant la connexion de base encore libre pour l'instant, nous appliquons maintenant les polarisations convenables aux deux autres électrodes du tran-

sistor, soit une tension positive sur le collecteur et une tension négative sur l'émetteur (fig. 16). On observe alors un déplacement des charges; les électrons de l'émetteur se trouvent repoussés par le pôle négatif, et les électrons du collecteur sont attirés par le « plus ».

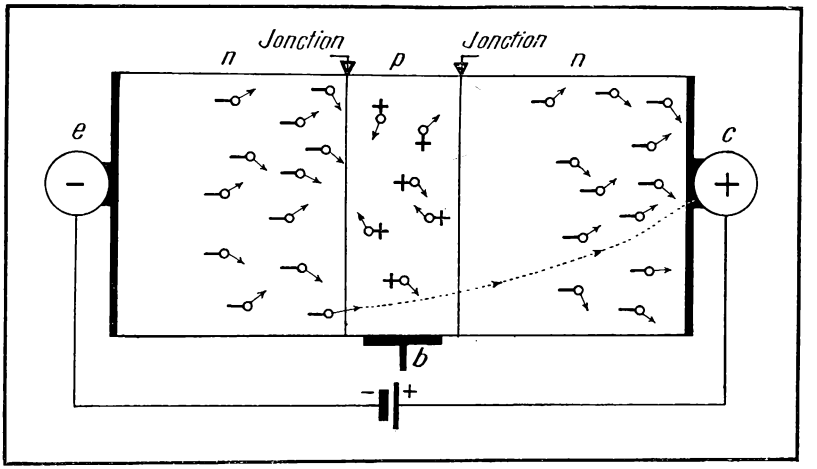


Fig. 16. — Transistor à jonctions sans polarisation sur la base.

Toutefois, la charge appliquée est encore insuffisante pour provoquer la circulation d'un courant appréciable. Seuls quelques rares électrons de l'émetteur, favorisés par le mouvement thermique qui les déplace justement dans la bonne direction, arrivent à franchir la barrière de potentiel constituée par la première jonction. Ensuite, ils se trouvent attirés par le pôle positif et se déplacent dans le collecteur. On conçoit facilement que ce *courant initial* soit fonction de la température ambiante.

Cet état d'attente se trouve entièrement modifié quand on applique, sur la base, une tension faiblement positive par rapport au potentiel d'émetteur (fig. 17). Entre émetteur et base, nous observons maintenant les mêmes phénomènes qu'à propos de la jonction (fig. 14); les électrons et trous peuvent donc franchir facilement la barrière de potentiel. Or, aussitôt arrivés dans la base, les électrons se trouvent exposés au champ du collecteur, qui est beaucoup plus élevé que celui de la base (tension 10 à 50 fois plus élevée sur le collecteur).

La polarisation de la base ne fait donc que *faciliter* le passage des électrons à travers la jonction; seulement une faible partie de ces charges parvient réellement à la connexion extérieure de la base; les autres passent au collecteur. La base assume donc bien le rôle d'une grille dans un tube électronique, avec la seule différence que le courant électronique est à peu près nul en absence de polarisation sur l'électrode de commande.

Dans la représentation schématique de la figure 17, on voit que, sur un total de cinq électrons qui traversent la jonction émetteur-base à un instant donné, quatre seulement parviennent jusqu'au collecteur, le cinquième est capté (ou « meurt ») dans la base. C'est ce cinquième électron qui constitue le

courant de base ou, puisque la base est l'électrode de commande, le courant de commande. Constituant un « appât » pour les électrons se dirigeant vers le collecteur, ce courant de commande se trouve donc *amplifié,* puisqu'il donne naissance à un courant de collecteur quatre fois plus grand. Dans le cas de notre exemple, *l'amplification de courant* est ainsi égale à 4, puisque pour un électron mourant dans la base, quatre parviennent jusqu'au collecteur, ce qui fait que le rapport entre les courants de collecteur et de base est bien de quatre. Les chiffres d'amplification de courant qu'on mesure en pratique sont plus élevés et s'échelonnent entre 10 et 1 000 environ.

De toute évidence, l'amplification de courant d'un transistor sera d'autant plus élevée que le nombre des électrons qui meurent dans la base est plus faible. De tels accidents sont d'autant moins probables que l'épaisseur de la base est plus faible et que le « parcours libre » de l'électron dans la base est plus long. Par parcours libre, on entend la distance moyenne qu'un électron peut franchir dans un semiconducteur du type *p* (où il est « minoritaire ») sans être capté par un trou (ordre de grandeur : 1 mm). Cette distance sera d'autant plus grande que la densité d'impuretés, c'est-à-dire la conductibilité du cristal est plus faible. De plus, on constate que les traitements de trempe et de recuit ont une forte influence sur le parcours moyen; le mécanisme de leur action n'a pas encore été élucidé.

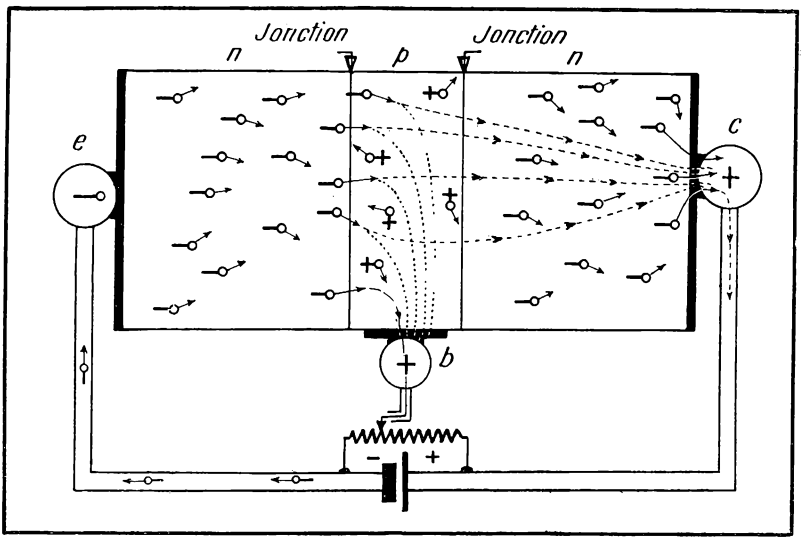


Fig. 17. — La base est l'électrode de commande d'un transistor à jonctions.

Partant de ces considérations, on peut établir une formule qui donne l'amplification de courant du transistor sous la forme relativement simple :

$$\beta = 2\,\frac{L^2}{W^2}$$

où L est le parcours libre moyen du porteur minoritaire dans la base, et W l'épaisseur de la base. Il s'agit là de deux grandeurs qu'il est très difficile de

prédéterminer, même approximativement, lors de la fabrication du transistor; on conçoit donc facilement que les dispersions de caractéristiques d'un transistor à l'autre puissent être très fortes, même lors de la fabrication en série.

Puisqu'on peut, en première approximation, comparer émetteur, base et collecteur d'un transistor, respectivement à cathode, grille et anode d'un tube, il est également possible de définir une *pente,* c'est-à-dire un rapport entre une variation de courant de collecteur et la variation correspondante de la tension apliquée entre émetteur et base. Contrairement à ce qui se passe pour l'amplification de courant, cette pente ne varie que très peu d'un échantillon à l'autre.

Cependant, on peut déjà s'apercevoir ici que la comparaison entre tube et transistor est « boiteuse » sur un point important : dans le tube, la grille reçoit normalement une polarisation qui est négative par rapport à celle de la cathode, tandis qu'on rend positive l'anode. Dans le transistor, en revanche, les polarisations de base et de collecteur sont de même signe par rapport à l'émetteur, et ne diffèrent que quant à leur valeur. Le transistor fonctionne donc à peu près à la manière d'un tube qu'on fait travailler avec courant grille. Une telle comparaison est déjà un peu plus proche de la réalité, car elle explique aussi le fait que la résistance d'entrée du transistor est assez basse.

TECHNOLOGIE DES DIFFÉRENTS TYPES DE TRANSISTORS A JONCTIONS

Fabrication des transistors par tirage et par alliage.

Le germanium purifié est fondu dans le vide; on ajoute, à la fonte, les éléments pentavalents ou trivalents nécessaires pour le rendre conducteur du type *n* ou *p*. Avec un refroidissement suffisamment lent, toute la fonte peut former un monocristal.

Les nombreuses méthodes de fabrication des transistors qu'on connaît actuellement peuvent être divisées en deux groupes. Le premier comprend les méthodes où les jonctions sont obtenues lors de la formation du cristal; le second celles qui partent d'un cristal homogène, du type *n* par exemple, la formation des jonctions étant alors obtenue, après découpage du cristal en petits blocs, par un traitement final.

Une méthode appartenant au premier groupe consiste à provoquer la formation d'un monocristal au sein duquel alternent des couches *n*, *p*, *n*, *p*, etc., par tirage d'un monocristal à partir d'un bain de germanium liquide dans lequel on jette d'abord des impuretés du type *n*, ensuite des impuretés du type *p*, puis encore une certaine quantité de métal *n*, etc. On peut poursuivre plusieurs fois, en les alternant, ces introductions d'impuretés qui se compensent mutuellement. Finalement, il faut soumettre le reste du bain à une nouvelle purification. Le monocristal tiré se présente sous la forme d'un bâton qu'il suffit de découper en blocs composés de trois rondelles *n-p-n* ou *p-n-p* auxquelles on fixe les connexions. Par ce procédé, appelé « procédé par tirage », on peut également obtenir des transistors doubles *n-p-n-p-n* où le collecteur du premier élément est commun avec l'émetteur du second.

La plus grande partie des transistors actuellement dans le commerce et tous les transistors de puissance sont fabriqués suivant une méthode appar-

tenant au second groupe, qui est celle de la *fusion* (ou de *l'alliage*). On part d'un petit bloc de germanium *n* à faible concentration d'impuretés. Sur deux faces opposées de ce bloc, on effectue deux soudures à l'indium; le métal ainsi rapporté pénètre quelque peu dans le cristal et le rend conducteur du type *p*.

L'intérieur d'un transistor fabriqué suivant cette méthode est représenté dans la figure 18. Il s'agit d'un modèle de moyenne puissance (100 mW); les dimensions du bloc de germanium utilisé sont 2,7 × 2,7 × 0,2 mm. Ce bloc est soudé à l'étain sur une petite tôle de nickel qui sert de support. L'étain étant neutre par rapport au germanium, la soudure ne modifie pas les propriétés de ce dernier.

Il en est autrement pour les soudures à l'indium constituant émetteur et collecteur, comme nous l'avons vu plus haut. La pénétration des impuretés dans le cristal dépend du temps et de la température de soudure. On règle très soigneusement ces grandeurs pour obtenir une épaisseur de base de l'ordre de 0,05 mm.

Avec ce procédé de *fusion*, on obtient des transistors possédant une amplification de courant élevée; mais les irrégularités de l'épaisseur de base que ce procédé implique font apparaître des capacités internes relativement élevées; un tel transistor n'est donc guère utilisable à des fréquences supérieures à 2 MHz.

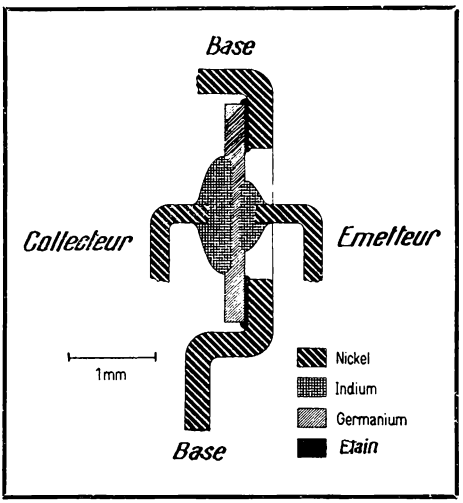
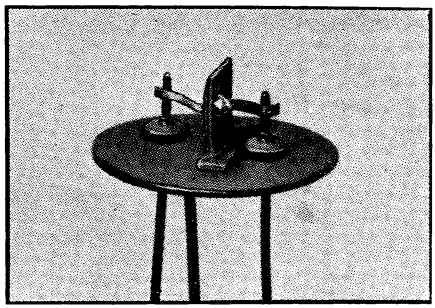


Fig. 18. — Vue en coupe d'un transistor p-n-p montrant le bloc de germanium et les soudures à l'indium constituant l'émetteur et le collecteur.

Par contre, l'état parfaitement métallique des surfaces extérieures de collecteur et d'émetteur fait qu'on aboutit à des résistances de connexion très faibles; un transistor à fusion (on dit aussi *transistor à alliage*) permet donc de commuter des courants particulièrement élevés. La figure 18 montre également que la soudure de collecteur est beaucoup plus grande que celle d'émetteur. Cela n'a pas seulement une influence sur l'amplification de courant, mais contribue aussi à augmenter la capacité calorifique du collecteur. Les courants de collecteur et d'émetteur sont à peu près égaux, mais la tension entre émetteur et base étant beaucoup plus faible que celle entre collecteur et base, c'est effectivement dans le collecteur qu'on dissipe la puissance la plus grande.



Un transistor de la « Cie Française Thomson-Houston » avant soudure de la capsule métallique.

Pour augmenter encore cette capacité calorifique, on peut souder le boîtier sur le collecteur. Néanmoins, les différences technologiques entre émetteur et collecteur restent suffisamment faibles pour qu'un fonctionnement inversé soit possible dans la plupart des cas.

Un autre procédé de fabrication de transistors est celui de la *diffusion*. Ici, le bloc de germanium *n* est revêtu d'une mince feuille d'or qu'on « mouille » avec de l'indium liquide. Par un échauffement plus ou moins prolongé, on obtient une « diffusion » de quelques atomes d'indium à travers cette feuille et dans le cristal. La feuille d'or régularise en quelque sorte la diffusion; la densité des impuretés à l'intérieur des électrodes émetteur et collecteur peut ainsi être réglée très exactement. Cela n'est nullement le cas dans le procédé par fusion.

Suivant une technique sensiblement identique, on obtient la diffusion en exposant le cristal de germanium du type *n* à une vapeur d'indium. Cependant, le procédé de diffusion est plus souvent réservé à la seule préparation du matériau de base, le dernier terme étant à comprendre dans le sens général aussi bien que dans le sens transistor. Ainsi, on peut diffuser une impureté *n* dans un cristal de germanium intrinsèque qu'on traite ensuite, le plus souvent par alliage, de façon à obtenir les électrodes émetteur et collecteur. Un transistor appelé « à diffusion » peut donc également être « à alliage »; nous verrons même, à propos des transistors *p-n-i-p*, que le mot « diffusion » ne concerne pas nécessairement un procédé de fabrication, quand on l'utilise pour désigner un transistor.

Les influences extérieures susceptibles d'agir sur le fonctionnement d'un transistor sont l'humidité et la lumière. Après essai, le transistor fabriqué suivant l'une des méthodes exposées ci-dessus est donc enfermé dans une enveloppe protectrice qui peut être soit en métal, soit en matière plastique, soit en verre opaque.

Pour diverses raisons technologiques (vitesse de diffusion des impuretés, notamment), les transistors *p-n-p* sont les plus faciles à fabriquer avec du germanium, tandis que le silicium se prête particulièrement bien à la réalisation de transistors *n-p-n*. En feuilletant un catalogue de transistors, on trouvera une confirmation de ces faits en comparant, pour les quatre combinaisons possibles, les quantités de types offerts par les fabricants.

Transistors à couche intrinsèque et à base diffusée.

Avec un transistor ordinaire, on ne peut travailler avec des tensions de collecteur de l'ordre de 30 V que parce que la base est suffisamment épaisse. Or, dans ces conditions, les charges élémentaires traversent la base sans être accélérées par un champ appréciable. Cela signifie que le nombre de charges circulant dans la base se trouve modifié à chaque fois que le signal varie. On se trouve ainsi en présence d'une charge d'espace faisant apparaître une capacité de l'ordre de 10 000 pF entre émetteur et base.

Une base de très faible épaisseur est donc nécessaire si on veut atteindre des fréquences élevées; si, en même temps, on désire travailler avec de fortes tensions d'alimentation, il ne reste que la possibilité de monter un *isolant* entre collecteur et base. Toutefois, cet isolant doit encore laisser passer les charges élémentaires. Dans le transistor à couche intrinsèque (*i*), il est constitué par une épaisseur de germanium « pur » (moins de 3×10^{13} atomes étrangers par cm^3).

Avec une tension de collecteur de l'ordre de 30 V, le champ est suffisamment élevé pour que les charges élémentaires puissent traverser la couche *i*. Tout en permettant une augmentation de la tension collecteur jusqu'à 90 V, cette couche réduit la capacité entre collecteur et base. Cette dernière peut être très mince; elle est rendue peu résistante par l'utilisation d'un germanium à forte proportion d'impuretés (10^{16} à 10^{17} atomes par cm^3).

Un résultat encore meilleur est obtenu si, au lieu d'accoler les couches *n* et *i* de la base, on s'arrange pour que la répartition des impuretés dans cette

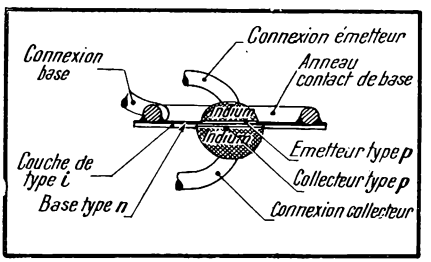


Fig. 19. — Transistor à couche intrinsèque p-n-i-p.

dernière soit exponentielle. Comme nous l'avons vu, ce résultat peut être obtenu par diffusion, les électrodes émetteur et collecteur étant apportées par alliage. On parle alors d'un transistor « à diffusion et alliage »; le terme anglais « drift » est également utilisé à la place de diffusion. Ces transistors supportent des tensions élevées, admettent un courant de collecteur de plusieurs dizaines de milliampères et une dissipation d'au moins 100 mW. Certains arrivent encore à osciller à plusieurs centaines de mégahertz.

Il existe également des transistors « à tirage et diffusion ». Ils ne se distinguent des autres transistors obtenus par tirage que du fait d'une répartition exponentielle des impuretés dans la base. Ces transistors se prêtent particulièrement bien à la fabrication automatique, mais, en ce qui concerne les limites de fréquence et de puissance, ainsi que l'amplification de courant, les performances obtenues restent inférieures à celles des types à diffusion et alliage.

La technique de la base diffusée est également applicable aux transistors de puissance. Ceux-ci sont alors souvent désignés par le sigle « D.A.P. » (Diffusion-Alloy-Power). Ils sont essentiellement utilisés pour les circuits de balayage lignes en télévision où ils sont capables de commuter des puissances de plusieurs kilowatts dans un délai de l'ordre de la microseconde.

Transistors à base mince (surface-barrier et M.A.D.T.).

La fréquence d'utilisation d'un transistor est d'autant plus élevée que la base est plus mince et que sa résistance ohmique est plus faible. On peut diminuer cette dernière en utilisant un cristal comportant un nombre relativement grand d'atomes étrangers. Or, une faible épaisseur de base introduit nécessairement une forte capacité entre émetteur et collecteur, capacité qu'on ne peut réduire qu'en diminuant les dimensions de ces électrodes. On arrive

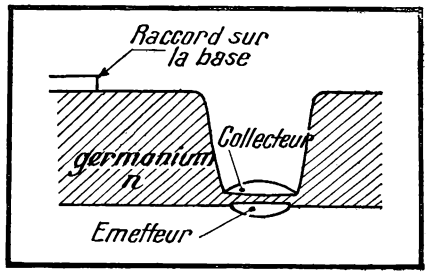


Fig. 20. — Transistor à base mince (surface-barrier).

ainsi à des diamètres de 0,4 et de 0,6 mm, respectivement, pour émetteur et collecteur, l'épaisseur de la base étant de 0,01 mm. Comme le contact avec la base se fait (fig. 20) sur la partie épaisse du bloc de germanium, la résistance série de base peut être très faible.

Il ne serait pas rationnel de réaliser des épaisseurs de base aussi faibles par un procédé purement mécanique. On dirige deux jets très fins d'une solution d'un sel d'indium sur les faces opposées d'un mince cristal de germanium du type *n*. En même temps, on applique un courant continu à ces deux jets de liquide, de façon qu'il y ait *attaque* électrolytique. L'opération continue jusqu'à ce que les deux jets percent presque la lamelle. Quand l'épaisseur désirée est atteinte, on renverse la polarité du courant. Aussitôt, il se produit un dépôt d'indium sur chaque face de la lamelle. Ces dépôts pénètrent quelque peu dans le cristal, pour former les couches *p* de l'émetteur et du collecteur; leurs parties extérieures reçoivent les connexions.

Un tel transistor est appelé « surface-barrier », car la pénétration des dépôts d'indium est suffisamment faible pour qu'il n'y ait pas de véritables jonctions, mais seulement un effet de surface. Si, par contre, émetteur et collecteur sont obtenus par alliage, il s'agit d'un « M.A.T. » (Micro-Alloy-Transistor). Le sigle « M.A.D.T. », finalement, désigne un transistor qui ne se distingue du précédent que du fait d'une diffusion préalable de la base. Des fréquences d'oscillation de plus de 1 000 MHz peuvent être obtenues par de tels transistors.

Transistor Mesa.

Un transistor à diffusion et alliage d'une conception technologique très particulière est représenté dans la figure 21. Le matériau de départ est ici un bloc de germanium *p*, sur la face inférieure duquel on soude une feuille d'or pour établir le contact de collecteur. On arrive ainsi à une surface de dissipation relativement grande. La surface opposée du bloc est exposée à une vapeur d'antimoine diffusée lentement. On obtient ainsi une couche *n* dans laquelle la densité d'impuretés croit exponentiellement, pour être maximum à la surface. Cette distribution exponentielle provoque un champ accélérateur qui fait que les porteurs de charge franchissent très rapidement la base et la jonction base-collecteur.

Le contact de base est en métal neutre (or), également appliqué par évaporation (fig. 22). Cette même technique est utilisée pour l'émetteur; sauf qu'on utilise de l'aluminium qui forme un alliage avec le germanium *n* de la base, et qui le rend ainsi conducteur du type *p*. La concentration des impuretés est très élevée dans la région de l'émetteur qui admet ainsi une densité de courant relativement forte.

Après la mise en place des électrodes, on procède à une attaque par acide qui permet d'obtenir la forme caractéristique de la pastille de semiconducteur. C'est à cette forme particulière que le transistor doit le nom de « mesa » qui signifie « table » en espagnol et par lequel on désigne également des montages ayant une forme telle que la montre la figure 21.

De tels transistors sont capables de dissiper une centaine de milliwatts environ et admettent des tensions de collecteur de plusieurs dizaines de volts. Les courbes de la figure 23 montrent les résultats obtenus avec les premiers « Mesa », fabriqués en 1958. Depuis, les caractéristiques de ces transistors ont été nettement améliorées. On fabrique, notamment, des « Mesa » de puissance au silicium, avec des électrodes disposées en forme de méandres, afin d'augmenter la surface des jonctions. A des fréquences de l'ordre de 10 MHz, ces transistors sont capables de fournir une puissance H.F. de plusieurs dizaines de watts. Dans les étages d'entrée U.H.F. (400 à 800 MHz) des téléviseurs, on utilise généralement des « Mesa » au germanium. En donnant à de tels transistors une forme coaxiale, on arrive à en réduire suffisamment les connexions pour qu'un fonctionnement en oscillateur soit encore possible à des fréquences supérieures à 3 000 MHz. A des fréquences de plus de 100 MHz, les amplificateurs équipés de transistors « Mesa » procurent, à prix de revient égal ou inférieur, un rapport signal/bruit nettement meilleur que les circuits à tubes électroniques.

Transistors planar.

Les phénomènes de vieillissement que montrent certains transistors sont essentiellement dus à des altérations de surface. Pour éviter de telles altérations, on doit revêtir l'élément semiconducteur d'une couche protectrice de bonne adhérence. C'est dans le cas du silicium qu'une telle couche est particulièrement facile à obtenir, car il suffit de chauffer, sous atmosphère d'oxygène, une plaquette de silicium à une température de l'ordre de 1 000 °C pour

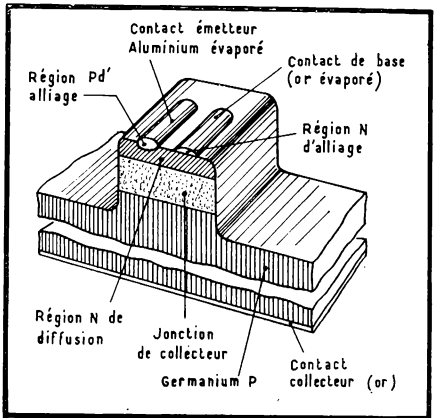


Fig. 21. — Constitution du transistor « Mesa ».

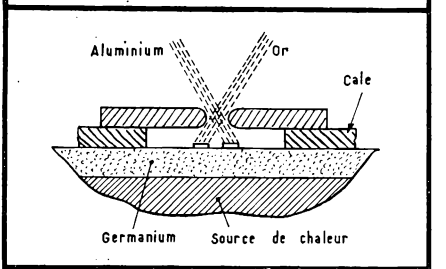


Fig. 22. — C'est par évaporation sous vide que les couches d'or et d'aluminium sont déposées sur la surface du cristal.

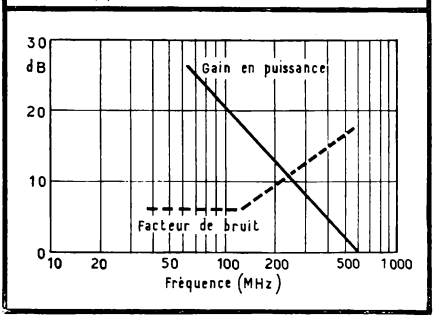


Fig. 23. — Courbes de gain en puissance et de facteur de bruit de l'un des premiers transistors « Mesa ».

qu'il se forme, à la surface, une couche protectrice d'oxyde de silicium. Sans autre revêtement, un tel transistor peut parfaitement fonctionner dans l'eau bouillante. Le boîtier métallique ne sert alors que de protection mécanique. Il peut même être remplacé par un enrobage en matière plastique (résine époxy). En chargeant cet enrobage d'une matière bon conducteur de chaleur, on arrive à évacuer facilement les calories dues à la puissance dissipée dans le transistor.

L'élément semiconducteur que contient un tel transistor possède, contrairement à ce qui se passe dans le cas du « Mesa », des surfaces planes. Le nom « Planar » est dû à cette particularité. Comme le montre la figure 24*a*, on part, pour la fabrication d'un tel transistor, d'une plaquette de silicium *n* revêtue d'une couche protectrice d'oxyde de silicium ($Si\,O_2$). Au moyen d'une attaque chimique, on commence par y pratiquer une fenêtre (fig. 24*b*), par laquelle on diffuse du bore, pour créer une zone *p*. La jonction *p*-*n* ainsi

créée vient à la surface à un endroit où cette dernière se trouve encore protégée par la couche d'oxyde de silicium, si bien qu'il n'y a, à aucun moment, contact avec l'atmosphère environnante. Cette particularité est indiquée dans la figure 24*c* qui montre également qu'on procède à un nouveau revêtement d'oxyde de silicium avant d'y pratiquer (fig. 24*d*) une nouvelle fenêtre, par laquelle on effectue une diffusion de phosphore. On crée ainsi une nouvelle zone *n* qui est celle de l'émetteur. Comme précédemment, elle s'étend un peu en dessous du revêtement protecteur, si bien que la jonction n'entre en aucun point en contact avec l'atmosphère. Après mise en place d'une nouvelle couche de protection (fig. 24*e*), on y pratique de nouvelles fenêtres qui reçoivent (fig. 24*f*) les connexions d'émetteur et de base. Pour arriver à une résistance de base réduite, on peut dédoubler le contact de base ou lui donner une forme annulaire. C'est par évaporation d'or ou d'aluminium qu'on réalise les contacts de base et d'émetteur; les fils de connexion y sont, ensuite, fixés par thermocompression.

La diffusion de la zone de base (fig. 24*c*) pouvant être faite avec une distribution inhomogène des impuretés et avec une épaisseur relativement réduite, le transistor planar montre de bonnes propriétés H.F. Cependant, les surfaces des jonctions étant plus grandes que dans le cas du « Mesa », on arrive, pour une même puissance maximale de dissipation, à des capacités un peu plus fortes. La protection de surface permet d'obtenir, entre collecteur et base, des courants inverses inférieurs au nanoampère. De ce fait, certains transistors planar accusent un gain en courant de l'ordre de 100 encore sous un courant de collecteur de 1 μA seulement, et cela avec un facteur de bruit très réduit. Des transistors *p-n-p* peuvent également être fabriqués en technologie planar.

Epitaxie et triple diffusion.

Pour qu'un transistor « Mesa » ou « Planar » montre une capacité faible entre base et collecteur, et pour qu'il puisse admettre une tension de collecteur élevée, il faut y utiliser un semiconducteur faiblement dopé pour le collecteur. Comme le collecteur possède, dans ces transistors, une épaisseur relativement grande, il oppose au courant de collecteur une résistance d'autant plus forte qu'il est plus faiblement dopé. Cette résistance implique une dissipation non négligeable. De plus, la tension de collecteur ne peut pas, comme dans le cas d'un transistor à alliage, devenir pratiquement nulle lorsqu'on travaille dans un circuit fonctionnant par tout ou rien. Les transistors à forte résistance série de collecteur sont ainsi difficilement utilisables en commutation.

Cette résistance peut être fortement réduite, si on part, lors de la fabrication du transistor, d'un semiconducteur fortement dopé sur la surface duquel on évapore ensuite une mince couche de silicium monocristallin à faible teneur en impuretés. La plaquette de départ ne sert alors que de support, et c'est dans la couche « épitaxiale » (rapportée) qu'on diffuse les impuretés destinées à créer les zones de base et d'émetteur. Dans la figure 25, le résultat d'un tel procédé de fabrication a été schématisé pour le cas d'un « planar épitaxial »; ce procédé est tout aussi bien applicable à la technologie « Mesa ».

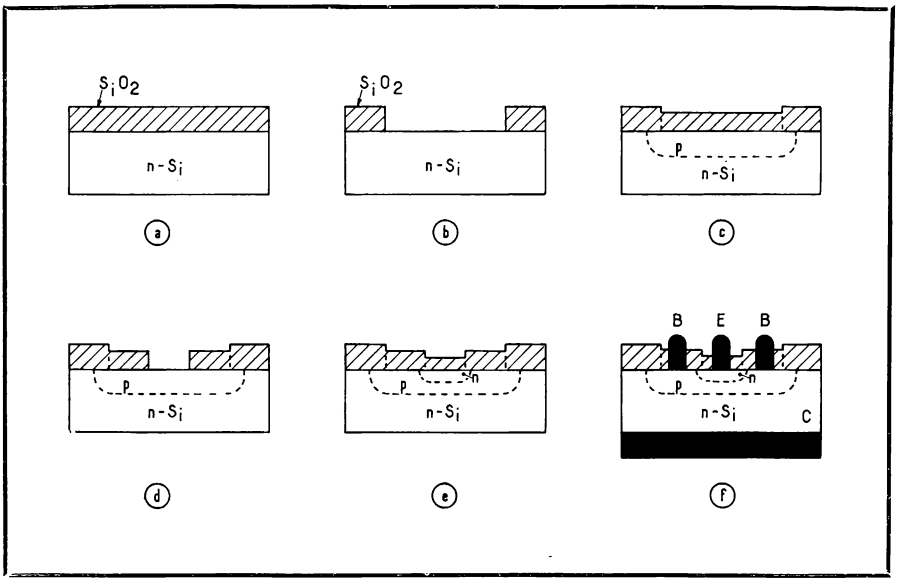


Fig. 24. — Les divers stades de fabrication d'un transistor planar.

Dans les deux cas, des transistors épitaxiaux peuvent être réalisés dans les polarités *n-p-n* ou *p-n-p*; on fabrique également des « Mesa épitaxiaux » au germanium.

Au lieu de rapporter une couche faiblement conductrice sur un matériau de départ fortement dopé, on peut obtenir une couche de collecteur à résistivité variable en partant d'un semiconducteur faiblement dopé dans lequel on diffuse, sur la face destinée à recevoir ultérieurement la connexion de collecteur, des impuretés supplémentaires. Deux autres diffusions étant nécessaires, par la suite, pour créer les zones de base et d'émetteur, on parle alors d'un transistor à triple diffusion. Les appellations « à collecteur diffusé » et « Laminar » sont également utilisées pour ce type de transistor.

Comme il a été dit, les transistors épitaxiaux et à triple diffusion se distinguent essentiellement par une faible résistance série de collecteur. On les utilise donc surtout dans les étages de puissance ou dans les applications par tout ou rien, où ils permettent d'obtenir des durées de commutation bien plus réduites que les transistors à alliage.

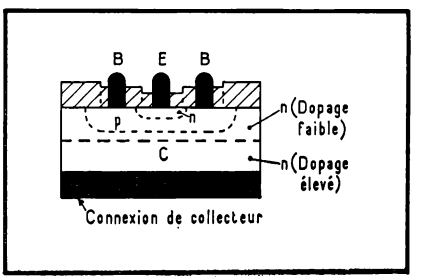


Fig. 25. — Dans le transistor épitaxial, une zone de collecteur de faible résistivité est obtenue par dopage inhomogène.

Plusieurs procédés technologiques pouvant être simultanément utilisés pour la fabrication d'un même transistor, certains de ces transistors sont désignés par toute une série d'appellations. Pour qu'on puisse plus facilement se retrouver dans ces dénominations, nous avons résumé, dans le tableau de la figure 27, les principaux procédés de fabrication. La polarité des transistors est indiquée par les lettres P (*p-n-p*) ou N (*n-p-n*) ; on a mis entre parenthèses les combinaisons qu'on ne trouve que rarement dans le commerce.

Les transistors de puissance.

Pour qu'un transistor puisse admettre des courants de plusieurs ampères, il suffit, en principe, d'augmenter les surfaces de ses jonctions. Une première difficulté apparaît alors du fait de la puissance dissipée; il faut donc assurer une bonne évacuation de la chaleur vers le boîtier, ce dernier étant à monter sur un châssis métallique ou une plaque de tôle faisant office de radiateur.

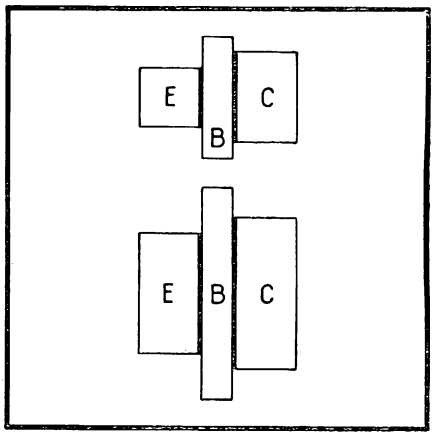


Fig. 26. — En augmentant les surfaces de jonctions, on augmente également la résistance qui s'oppose au passage du courant de base vers le centre de l'électrode.

Le transistor de puissance le plus simple serait donc (fig. 26) un modèle de moyenne puissance dont on aurait agrandi les jonctions. Comme le matériau de base est assez mauvais conducteur, on conçoit facilement que le courant de base (qui commande celui de collecteur) pénètre d'autant plus imparfaitement jusqu'au centre que les surfaces sont plus grandes, et cela même quand la connexion de base entoure entièrement cette dernière. Il s'en suit une diminution du gain du transistor aux fortes intensités de collecteur, ce qui signifie une distorsion aux niveaux élevés de puissance.

On peut remédier à ce défaut en utilisant, au lieu d'une pastille ronde de germanium, une plaque rectangulaire beaucoup plus longue que large. Les contacts de base peuvent alors se trouver soit sur les bords de la plaquette (fig. 28*a*), soit au centre (fig. 28*b*). Bien que légèrement plus compliquée du point de vue technologique, la seconde solution semble préférable. Elle aboutit à une surface nue de base plus réduite, ce qui est important du fait que les porteurs de charge ont toujours tendance de se recombiner sur cette surface,

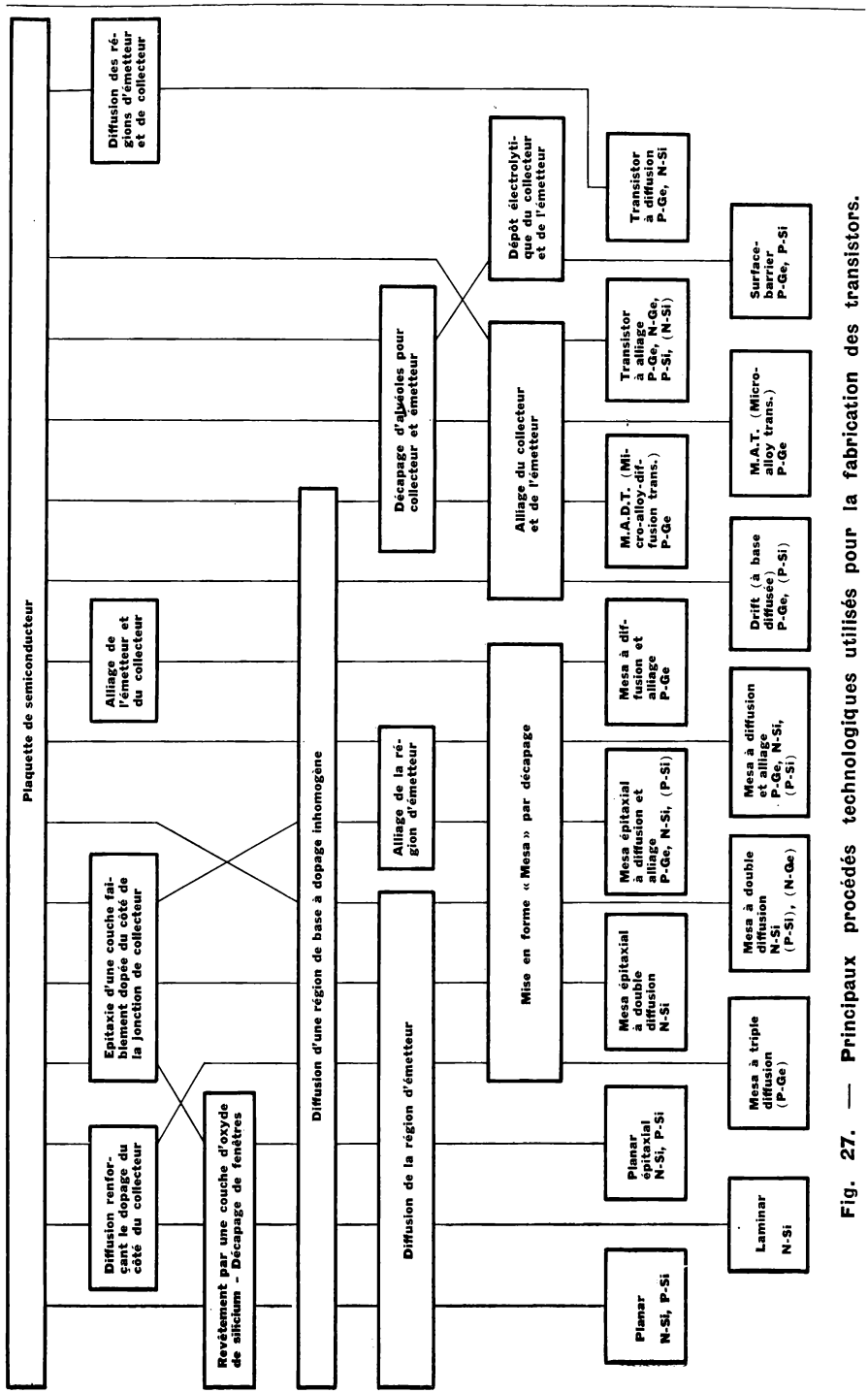

Plaquette de semiconducteur
Diffusion des régions d'émetteur et de collecteur
Alliage de l'émetteur et du collecteur
Epitaxie d'une couche faiblement dopée du côté de la jonction de collecteur
Diffusion renforçant le dopage du côté du collecteur
Revêtement par une couche d'oxyde de silicium - Décapage de fenêtres
Diffusion d'une région de base à dopage inhomogène
Alliage de la région d'émetteur
Diffusion de la région d'émetteur
Décapage d'alvéoles pour collecteur et émetteur
Alliage du collecteur et de l'émetteur
Dépôt électrolytique du collecteur et de l'émetteur
Transistor à diffusion P-Ge, N-Si
Mise en forme « Mesa » par décapage
Mesa à diffusion et alliage P-Ge
M.A.D.T. (Micro-alloy-diffusion trans.) P-Ge
Transistor à alliage P-Ge, N-Ge, P-Si, (N-Si)
Surface-barrier P-Ge, P-Si
Mesa épitaxial à diffusion et alliage P-Ge, N-Si, (P-Si)
Mesa à diffusion et alliage P-Ge, N-Si, (P-Si)
Drift (à base diffusée) P-Ge, (P-Si)
M.A.T. (Micro-alloy trans.) P-Ge
Mesa à double diffusion N-Si (P-Si), (N-Ge)
Mesa épitaxial à double diffusion N-Si
Mesa à triple diffusion (P-Ge)
Planar épitaxial N-Si, P-Si
Laminar N-Si
Planar N-Si, P-Si

Fig. 27. — Principaux procédés technologiques utilisés pour la fabrication des transistors.

d'où une diminution du gain en courant qui se trouve ici évitée. De plus, on obtient, avec la disposition suivant figure 28*b*, une résistance de base plus réduite, donc une pente plus grande, et aussi une tension de déchet plus faible.

Les transistors de puissance au germanium sont principalement des *p-n-p*; ceux au silicium généralement des *n-p-n*. Certains types admettent des intensités de collecteur de plus de 50 A, d'autres des tensions supérieures à 300 V.

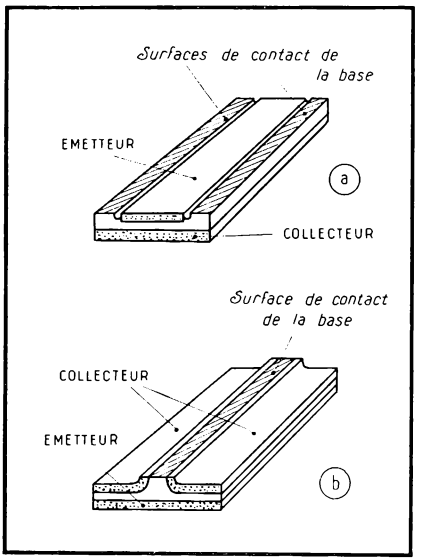


Fig. 28 (ci-contre). — En utilisant un cristal de forme rectangulaire, on arrive à des grandes surfaces pour les jonctions, aussi bien que pour les contacts aux électrodes.

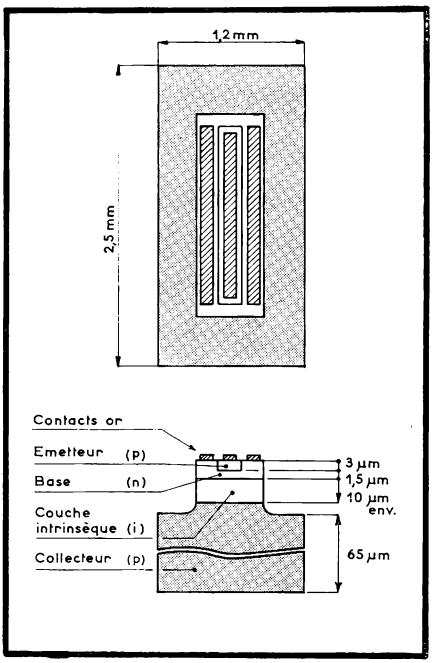


Fig. 29 (ci-contre). — Structure interne d'un des premiers transistors H.F. de puissance.

La figure 29 montre la constitution d'un transistor H.F. de puissance *p-n-i-p* au silicium, capable de délivrer plusieurs watts à 10 MHz. On voit qu'il s'agit là de la combinaison de l'un des procédés décrits ici avec celui du Mesa, exposé plus haut.

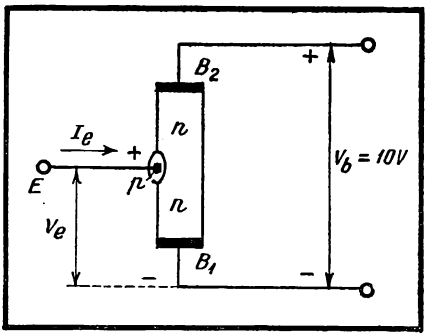
Transistors à jonction unique.

Le croquis de la figure 30 représente une « diode à double base ». Ce transistor est constitué par une barre de semiconducteur *n* sur laquelle on a effectué une soudure à l'indium pour créer une jonction *p-n*. Les contacts B_1

et B_2 sont purement ohmiques, c'est-à-dire électriquement neutres. Entre ces contacts de base, on applique une tension constante de l'ordre de 10 V, et on alimente l'émetteur (région *p*) par une source à forte résistance interne.

Au repos, c'est-à-dire à courant d'émetteur nul, la base se comporte comme un diviseur de tension; la tension V_e est à peu près égale à la moitié de la tension V_b (point A, fig. 31). On arrive facilement à annuler la tension d'émetteur en créant un léger courant négatif I_e; la jonction *p-n* travaille alors comme une diode polarisée à l'envers.

Un courant positif d'émetteur rend la jonction conductrice; c'est-à-dire que sa résistance diminue. On observe ainsi une tension V_e d'autant plus faible



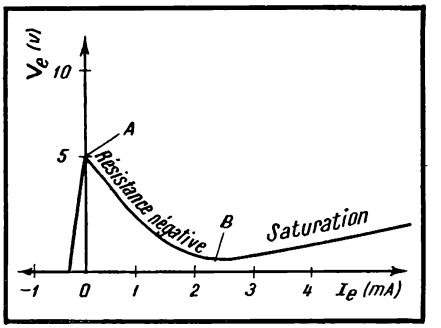


Fig. 30 (à gauche) et 31 (à droite). — Fonctionnement et caractéristique d'une diode à double base.

que le courant d'émetteur est plus fort; la triode possède donc une *résistance négative* d'entrée (portion A-B, fig. 31). Pour des courants d'émetteur supérieurs à ceux qui correspondent au point B, la saturation intervient. La jonction est maintenant entièrement conductrice; seule la résistance propre du matériau *n* constituant la base s'oppose à la conduction du courant. Grâce à sa résistance négative d'entrée, la diode à double base peut être employée dans des montages basculeurs, multivibrateurs, etc., pour lesquels on doit normalement utiliser deux éléments amplificateurs.

Transistors à effet de champ.

Pour commander de façon progressive le courant électrique passant dans un semiconducteur, on utilise, dans le transistor à effet de champ, l'action statique que possède un champ électrique sur les porteurs de charge. S'il s'agit d'un semiconducteur du type *n*, la conduction étant assurée par des électrons, on arrive à une diminution du courant y circulant quand on expose ce semiconducteur à un champ négatif, et à une augmentation, quand ce champ est positif. Le fonctionnement du transistor à effet de champ ressemble ainsi étroitement à celui du tube électronique; il en est de même pour les caractéristiques électriques et, notamment, pour la résistance d'entrée qui peut être très élevée.

Illustrant le principe d'un transistor à effet de champ, le dessin de la figure 32 montre une plaquette de semiconducteur portant, aux deux extrémités, deux connexions neutres, c'est-à-dire qui ne se comportent pas comme des jonctions. Séparée par un isolant du semiconducteur, l'électrode de commande, métallique, agit sur ce dernier par la charge d'espace qu'elle crée.

Le transistor à effet de champ ne possède une action de commande appréciable que si les couches d'isolant et de semiconducteur sont extrêmement minces. Un isolant de très faible épaisseur peut être constitué par une jonction polarisée en sens inverse. On peut ainsi réaliser un transistor à effet de champ en dotant la plaquette de semiconducteur d'une jonction en son milieu; dans son principe technologique, un tel élément est très semblable au transistor à jonction unique (fig. 30). Une autre version (tecnétron) consiste dans un bâtonnet de germanium portant un sillon dans son pourtour; c'est dans ce sillon qu'on loge la jonction faisant office d'électrode de commande

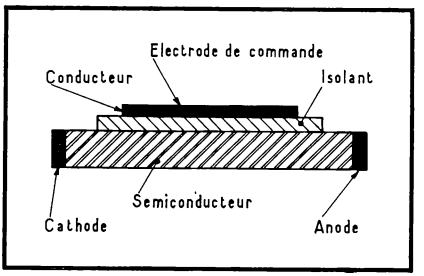


Fig. 32. — Dans le transistor à effet de champ, la charge d'espace de l'électrode de commande agit sur le courant dans le semiconducteur.

(fig. 33). La résistance d'entrée d'un tel dispositif est de l'ordre de 5 MΩ; la caractéristique de la figure 34 montre que la pente reste inférieure à 1 mA/V. On a également expérimenté un disque circulaire à électrodes concentriques, celle de commande étant logée dans un sillon également circulaire (alcatron). Des transistors à effet de champ, et à jonction de commande, sont également fabriqués au silicium; on obtient alors des résistances d'entrée de l'ordre de 50 MΩ.

Des résistances d'entrée bien plus élevées (10^{12} à 10^{14} Ω) peuvent être obtenues, si la séparation entre le semiconducteur et l'électrode de commande n'est pas faite par une jonction, mais par un véritable isolant. Dans le cas du Statistor (*C.S.F.*), cet isolant est constitué par une couche d'oxyde de silicium telle qu'on l'utilise, en technologie Planar, pour protéger la surface du semiconducteur. Pour obtenir une faible épaisseur du support, on y diffuse des impuretés de type opposé à celui d'origine et on crée ainsi, à faible distance de la surface, une jonction qui sépare, électriquement, la zone active du reste de la plaquette de silicium.

Lors de la fabrication, on part d'une plaquette de silicium du type *p*; on recouvre cette plaquette d'une couche d'oxyde de silicium dans laquelle on pratique, ensuite, une fenêtre rectangulaire. En diffusant du phosphore sur toute la surface de cette fenêtre, on obtient une mince couche de conductibilité *n*, et on crée une jonction séparant cette couche du reste de la plaquette. Après une nouvelle oxydation, le semiconducteur est remis à nu sous deux fenêtres très étroites et parallèles. Ces fenêtres reçoivent les connexions d'anode

et de cathode, tandis que la bande d'oxyde qui les sépare, est recouverte d'une bande d'aluminium, servant d'électrode de commande.

Contrairement aux transistors à effet de champ et à jonction de commande, le Statistor peut travailler avec des tensions positives ou négatives de commande; on obtient une pente de 0,1 à 0,2 mA/V. La résistance de sortie varie entre un et plusieurs mégohms; elle est maximale pour des tensions négatives de commande. Le réseau de caractéristiques ressemble à celui d'une pentode. Lors d'une utilisation par tout ou rien, on arrive, avec une tension de commande positive, à une résistance de saturation de l'ordre de 10 kΩ. Une

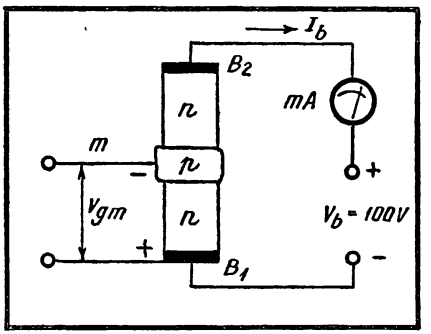


Fig. 33 (à gauche). — Fonctionnement d'un transistor à effet de champ.

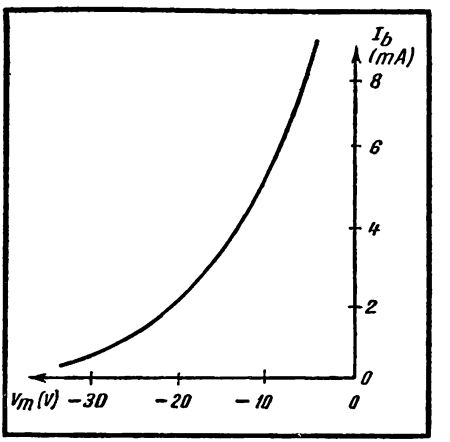


Fig. 34 (à droite). — La caractéristique d'un transistor à effet de champ ressemble à celle d'un tube électronique.

valeur environ mille fois plus grande peut être observée à l'état bloqué. Avec 0,4 pF environ, la capacité d'entrée est plus faible que celle d'un tube électromètre de résistance d'entrée équivalente. Grâce à l'absence de toute jonction dans le circuit de commande, on arrive à un bruit de fond extrêmement faible.

En principe, les transistors à effet de champ sont tous utilisables à des fréquences relativement élevées, au moins de 100 MHz. Mais comme, en pratique, leur forte résistance d'entrée est d'autant plus difficile à utiliser que la fréquence est plus élevée, on fait plus volontiers appel aux transistors à jonction dont la pente est plus élevée.

Le thyratron solide.

Appelé aussi transistor trijonction ou semiconducteur à quatre couches, le thyratron solide est, comme celui à gaz, un dispositif fonctionnant par tout ou rien.

Il est basé sur le phénomène d'avalanche qui se produit lorsqu'on applique, sur une jonction, une tension dépassant une certaine valeur critique. D'après la figure 35, on voit qu'il s'agit d'un transistor à trois jonctions; c'est la jonction centrale *n-p* qui est normalement non conductrice. Quand la tension appliquée dépasse une certaine valeur, un courant inverse se manifeste dans cette jonction et rend positive l'électrode de commande. Comme dans le cas d'un tran-

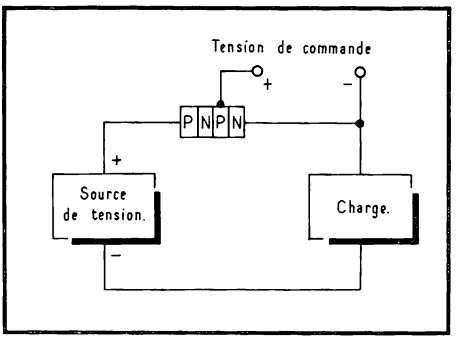


Fig. 35. — Dès qu'une tension de seuil est atteinte, ce transistor p-n-p-n passe automatiquement de l'état bloqué à l'état conducteur.

sistor triode, cela entraîne une nouvelle augmentation du courant inverse; on assiste donc à un phénomène d'avalanche qui rend très rapidement le transistor conducteur. Cet état de conduction ne cesse que lorsqu'on coupe la tension d'alimentation. Par contre, il est évident que la conduction peut avoir lieu pour une tension d'alimentation d'autant plus basse qu'une polarisation initiale, appliquée sur l'électrode de commande, est plus positive. La durée de réponse est généralement inférieure à la microseconde.

Les divers types de thyratrons solides qu'on trouve dans le commerce se distinguent essentiellement par les tensions de service (jusqu'à 1 000 V et plus) et le courant maximal de conduction (plusieurs centaines d'ampères pour cer-

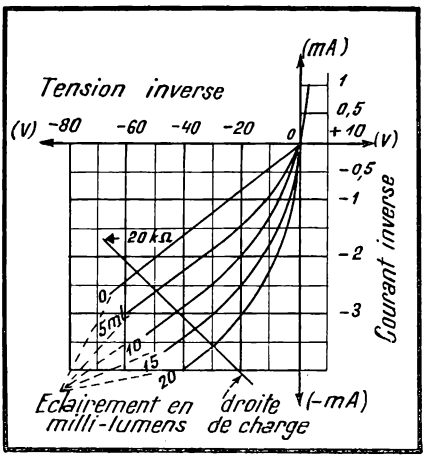


Fig. 36. — Caractéristiques d'une photo-diode à pointe.

tains modèles). Dans tous les cas, la chute de tension à l'état conducteur est d'une fraction de volt, ce qui fait que la résistance de conduction s'exprime souvent en milliohms. On arrive donc à un rendement bien meilleur qu'avec un thyratron à gaz. La puissance de commande n'est normalement que 10^{-5}

de la puissance commutée; ce rapport peut être réduit à 4.10^{-8} en utilisant des impulsions très brèves. Comme dans le cas de la triode à gaz, l'impédance d'entrée est très élevée; il faut donc une tension de commande de plusieurs volts pour provoquer le déclenchement. Il existe également des thyratrons solides permettant une coupure par l'électrode de commande.

Le photo-transistor.

Souvent, on donne incorrectement le nom de « photo-transistor » à une diode au germanium photo-sensible; dans un ouvrage consacré aux transistors, nous ne pourrons que la mentionner brièvement. Notons que tous les éléments semiconducteurs possèdent un effet photo-électrique, il faut donc les protéger de tout éclairement.

Un photon qui frappe le germanium y libère une paire électron-trou permettant une conduction. Il suffit d'alimenter une diode par une tension inverse pour que le courant soit fonction de l'éclairement. La diode au germanium montre donc un effet photo-*conducteur*.

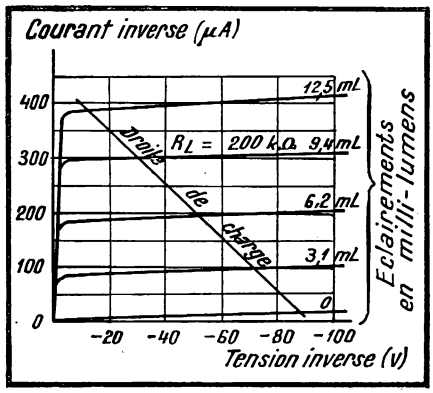


Fig. 37. — Caractéristiques d'une photo-diode à jonction.

On peut utiliser des diodes à pointes ou à jonctions; dans le dernier cas, il est nécessaire qu'au moins une électrode soit suffisamment mince pour permettre le passage de la lumière jusqu'à la jonction. Les figures 36 et 37 donnent les caractéristiques relevées sur des photo-diodes à pointes et à jonctions, plus sensibles que les éléments photo-conducteurs classiques.

Il existe également de véritables photo-transistors; la base photo-sensible se trouve alors entre un émetteur et un collecteur. La mauvaise adaptation des impédances et les exigences de réalisation font que le gain en sensibilité n'est pas très important; de plus, la fréquence de coupure du photo-transistor se situe vers 10 kHz, tandis que la diode permet de travailler facilement avec un signal lumineux modulé à 100 kHz.

Le réseau de caractéristiques d'un photo-transistor est représenté dans la figure 38; on voit qu'on doit travailler avec une tension d'alimentation d'une dizaine de volts et avec une résistance de charge de quelques kilohms. La sensibilité de ce photo-transistor est de l'ordre de 1,2 μA/lux; elle est quatre ou cinq fois plus faible pour une photo-diode à jonction. Pour ces dernières,

on utilise des tensions d'alimentation de 10 à 50 V et on travaille avec des courants de l'ordre du milliampère. La sensibilité des semiconducteurs à effet photo-électrique est indiquée tantôt en lux, tantôt en lumens. Rappelons donc que le lumen est l'intensité lumineuse qui provoque, sur une surface de 1 m^2, un éclairement de 1 lux.

Plus souple au point de vue adaptation, la combinaison « photo-diode plus transistor » est généralement plus facile à utiliser en pratique que le

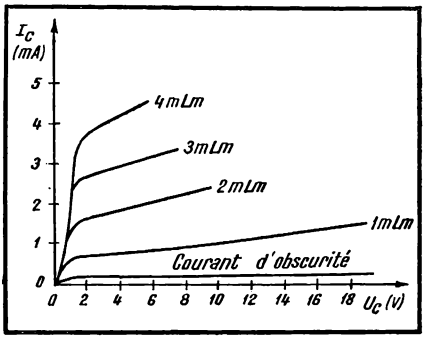
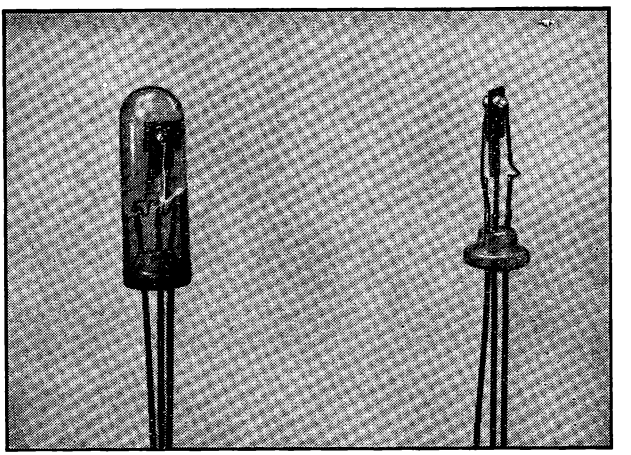


Fig. 38. — Réseau de caractéristiques d'un photo-transistor travaillant avec une faible tension d'alimentation.

photo-transistor dont le prix de revient est, d'ailleurs, du même ordre que celui des deux éléments susceptibles de le remplacer. Cela explique que le photo-transistor a été supprimé du programme de plusieurs fabricants, et que la photo-diode est de loin l'élément qu'on trouve le plus couramment dans le commerce.



Un transistor « Radiotechnique » après et avant enrobage dans une matière plastique.

DEUXIEME PARTIE

LE FONCTIONNEMENT DES TRANSISTORS B.F. DE FAIBLE PUISSANCE

Pour comparer deux sphères, on pourrait dire que l'une possède une circonférence de 30 cm, un poids de 500 g, et qu'elle est de couleur rouge, tandis que, pour l'autre, le rayon est de 3 cm, le poids spécifique de 4, et la réflexion de la lumière maximale pour une longueur d'onde de 7 000 A. Evidemment, une comparaison ainsi basée sur des notions différentes paraît aussi maladroite qu'illogique.

Actuellement, et pendant certainement encore de longues années, transistor et tube électronique doivent coexister dans le laboratoire aussi bien que dans l'esprit du technicien. Il faut donc que ce dernier puisse comparer, c'est-à-dire mettre en évidence les énormes différences qui existent entre ces deux éléments amplificateurs, et cela, bien entendu, en utilisant les mêmes notions dans les deux cas. De plus, il serait souhaitable que le nouveau venu, connaissant le tube, trouve dans le domaine du transistor des expressions qui lui sont familières.

Toutes ces raisons nous ont conduit à faire appel, dans cette partie la plus importante de ce livre, à de nombreuses comparaisons entre transistor et tube. De plus, nous avons choisi, parmi les nombreuses représentations équivalentes susceptibles d'exprimer les paramètres d'un transistor, celle qui s'approche le plus des notations courantes dans le domaine du tube électronique. Les paramètres universels, auxquels on aboutira ainsi, ont, de plus, l'avantage de permettre un passage immédiat vers le quadripôle équivalent au transistor H.F.

La compréhension des phénomènes physiques nous paraissant beaucoup plus importante que le fait d'avoir appris par cœur un procédé de calcul, nous ne basons, contrairement à ce que font d'autres auteurs, notre exposé non pas sur le calcul matriciel, mais sur la constatation expérimentale. On aura donc avantage à approfondir tout particulièrement le chapitre intitulé « Etude expérimentale », et cela non seulement par la lecture, mais aussi par le travail pratique.

COMPARAISON DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU TUBE ET DU TRANSISTOR

De la physique vers l'électronique appliquée.

Pour calculer le gain d'un amplificateur à tube, on utilise une formule dans laquelle entre, non pas l'épaisseur des barreaux de grille ou la charge élémentaire de l'électron, mais des notions telles que pente et résistance interne

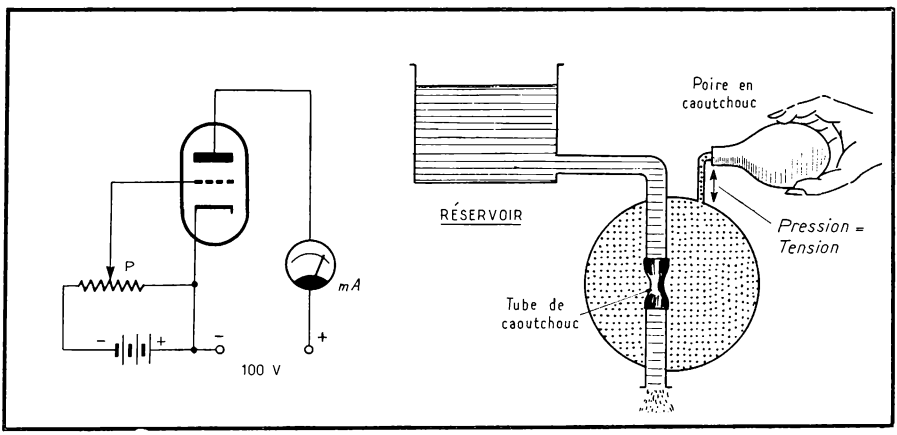


Fig. 51. — Le courant électronique traversant un tube est commandé par la tension appliquée sur la grille. On peut comparer ce mode de commande à celui illustré par le dessin de droite, où une pression de liquide remplace la tension électrique.

qui, en somme, n'ont pratiquement plus aucun rapport avec les propriétés physiques ou technologiques d'un tube électronique. Mieux encore, il ne s'agit même pas là d'expressions qui sont spécifiques au tube à vide; en comparant le courant de sortie à la tension d'entrée, on pourrait tout aussi bien définir une pente pour un amplificateur magnétique.

On ne s'étonnera donc pas si les calculs relatifs aux applications des transistors ne font pas intervenir des densités d'impuretés ou des niveaux d'énergie, et si, plus loin, l'effet d'accumulation des porteurs de charge dans la base sera tout simplement ramené à une capacité. En d'autres termes, les paramètres exprimant les caractéristiques d'un transistor ont pour mission de décrire un *élément amplificateur* et non pas, spécialement, un élément semiconducteur. Dès lors, on conçoit qu'il n'y a aucune raison pour ne pas utiliser, dans le cas

du transistor, les mêmes notions qui servent à décrire les caractéristiques d'un tube. Cependant, pour qu'aucune confusion ne puisse naître d'une telle assimilation, il faut avant tout insister sur les énormes différences que montrent les deux éléments amplificateurs dans leur comportement électrique. En ce qui concerne les applications, le fait que l'un de ces éléments est un semiconducteur, tandis que les électrons évoluent dans le vide pour l'autre, est d'une importance absolument secondaire. Seul importe, en effet, le principe d'utilisation, c'est-à-dire le comportement de l'élément envers des grandeurs électriques appliquées de l'extérieur.

Une comparaison hydraulique.

Afin qu'on puisse bien se détacher des notions « semiconducteur » et « émission électronique », nous utiliserons, pour une première comparaison entre tube et transistor en tant qu'éléments amplificateurs, une image hydraulique.

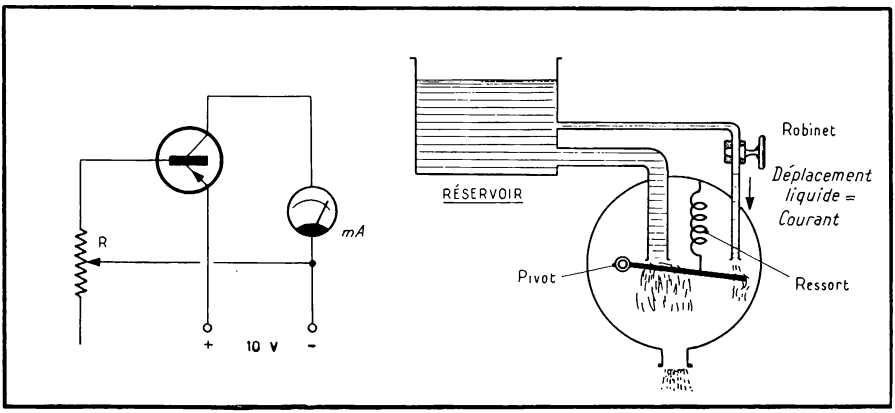


Fig. 52. — Pour commander un transistor, il faut, à la fois, une tension et un courant. Par analogie, il faut, dans le circuit de commande du dispositif hydraulique à droite, à la fois une pression et un débit de liquide.

Avec le dessin de la figure 51, nous voulons rappeler la façon dont agit une grille dans un tube électronique. La source d'alimentation est représentée ici par un réservoir rempli d'eau, le liquide qui s'écoule dans le tuyau vertical correspondant au courant anodique. A partir d'un certain endroit, ce tuyau est prolongé par un autre tuyau très souple, en caoutchouc. A cet endroit, un ballon, également rempli d'eau, entoure le tube. Grâce à une poire en caoutchouc, on peut faire varier la pression du liquide dans ce ballon. Il est évident que le petit tuyau de caoutchouc sera d'autant plus comprimé que la pression est plus forte et que le débit de liquide dans le tuyau est fonction de cette pression.

Il convient de noter que le circuit de commande (poire et ballon) n'a pas besoin d'alimentation, car il est entièrement fermé. On a donc bien une ana-

logie avec le cas d'un tube électronique où la commande du courant anodique se fait par une variation de la *tension* grille (une tension équivaut à une pression), et où il n'y a pas de consommation de puissance dans le circuit de commande, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de courant de grille.

On remarque, de plus, qu'en l'absence de polarisation (pas de pression sur la poire) le débit d'eau est maximum. Cela est encore valable pour le tube électronique qui débite un certain courant lorsque la tension sur la grille est nulle, et où, pour diminuer ce débit, il faut rendre de plus en plus négative la polarisation de grille (augmenter la pression).

Si on veut expliquer, d'une manière analogue, le fonctionnement d'un transistor, on arrive au principe illustré par la figure 52. On retrouve ici un réservoir, qui représente la source d'alimentation, ainsi qu'un tuyau vertical qui correspond au circuit d'utilisation.

La commande s'effectue, cette fois-ci, à l'aide d'une sorte de soupape qui ferme l'orifice du tuyau grâce à un ressort qui la maintient. Tant que le robinet du circuit de commande est fermé, la soupape reste fermée. Cela signifie qu'aucun courant ne passe dans un transistor tant qu'il n'y a pas de courant dans le circuit de base. Donc, contrairement à un tube qui est conducteur à polarisation nulle, un transistor reste bloqué quand on relie sa base à l'émetteur.

Si on ouvre maintenant le robinet, il est évident que l'eau jaillissant du petit tube va exercer une pression sur le volet de la soupape qui va s'ouvrir plus ou moins et donner passage au courant principal. En fait, il n'y a pas seulement une pression, mais également un déplacement d'eau dans le circuit de commande. Pour commander un transistor, il faut donc à la fois une tension et un courant; en d'autres termes, il faut une *puissance*. C'est là une différence essentielle par rapport à un tube électronique, qui lui, n'a besoin que d'une *tension* de commande. Les exemples et expériences que nous décrirons plus loin mettront en évidence l'importance de cette différence.

Un tube déguisé en transistor.

Les images précédentes montrent assez nettement que tube et transistor sont d'un comportement électrique trop différent, pour qu'on puisse obtenir une identité parfaite quant aux caractéristiques décrivant leur fonctionnement. Cependant, il est évident que ces différences s'estompent presque totalement, dès qu'on passe de l'élément amplificateur à l'étage d'amplification. Dans ce dernier cas, on pourra toujours, et quel que soit le fonctionnement physique, définir certaines caractéristiques de l'amplificateur. Ainsi, un amplificateur à tubes est habituellement défini par une résistance d'entrée, un gain, une résistance de sortie et éventuellement un coefficient de contre-réaction. Et comme un amplificateur à transistor possède une fonction exactement identique, on peut lui appliquer exactement ces mêmes notions, la seule différence résidant dans les ordres de grandeur.

Une remarque reste à faire à propos du gain qui n'est pas toujours une notion bien définie, car il peut y avoir un gain en tension, en courant et en puissance; de plus, ces gains dépendent de la résistance de charge de l'ampli-

ficateur. Dans le cas du tube, on résoud la difficulté en utilisant la notion de la pente, indépendante des conditions d'utilisation. Il est évident qu'on peut en faire autant dans le cas du transistor.

On est donc finalement ramené à quatre paramètres fondamentaux qui sont la *résistance d'entrée,* la *pente,* la *résistance de sortie* (équivalent de la résistance interne du tube) et le *coefficient de contre-réaction.* Applicables aux tubes aussi bien qu'aux transistors, ces grandeurs sont nommées *paramètres universels.*

Dans le cas du transistor, ils ont tous les quatre des significations bien précises. Dans celui du tube, deux d'entre eux, la résistance d'entrée et le coefficient de contre-réaction, n'ont un sens que s'ils sont représentés par des éléments *extérieurs* (résistance de fuite de grille et circuit de contre-réaction).

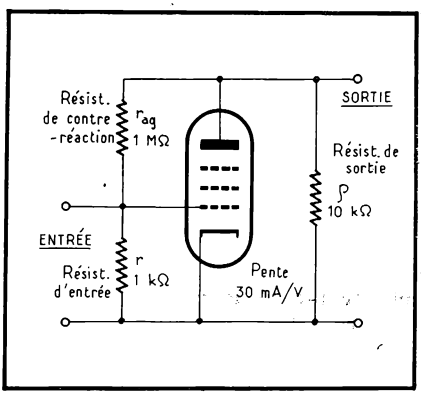


Fig. 53. — Pour qu'un tube se comporte, abstraction faite des conditions d'alimentation et de polarisation, comme un transistor, il suffit de le doter, extérieurement, des résistances qui existent à l'intérieur d'un transistor.

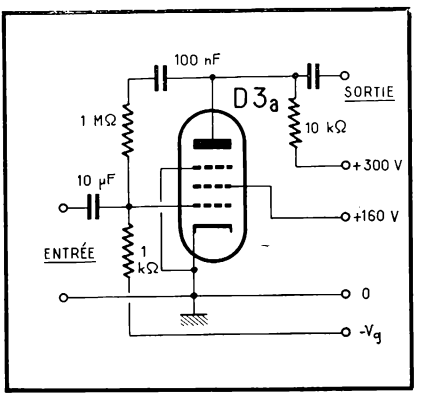


Fig. 54. — Enfermez ce montage, avec son alimentation, dans un boîtier d'où ne sortent que les connexions d'entrée et de sortie; un technicien qui le mesurera constatera qu'il s'agit très probablement d'un étage d'amplification à transistor. Il serait, de même, possible de « déguiser » en étage d'amplification à tube un transistor qu'on doterait d'éléments extérieurs.

Souvent, on néglige même l'influence de la résistance de sortie (résistance interne), quand elle est grande devant la résistance de charge, si bien qu'il ne reste que la pente.

Ainsi, on peut réaliser un montage à tube où les résistances *internes* du transistor sont représentés par des éléments *extérieurs* et qui se comportera donc, abstraction faite des conditions d'alimentation, tout comme un transistor. Le schéma de la figure 53 en montre le principe, et celui de la figure 54 un montage pratique qui permet effectivement de « déguiser » un

tube en transistor, si bien que tout technicien qui le mesurerait sans le voir, conclurait sans hésitation qu'il s'agit d'un étage d'amplification à transistor. Le tube utilisé ici est une penthode spéciale à large bande dont la pente, de 35 mA/V, correspond approximativement à celle d'un transistor travaillant

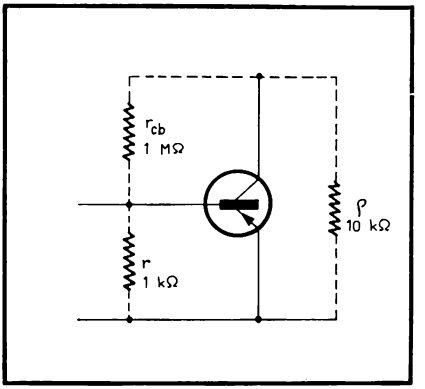
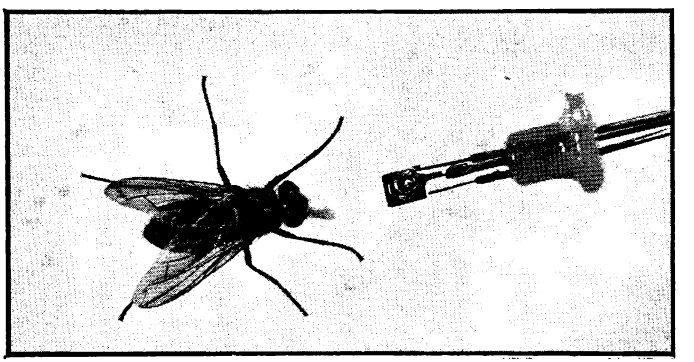


Fig. 55. — Les différentes résistances internes du transistor sont, ici, dessinées aux emplacements qu'elles occupent entre les électrodes.

sous un courant de collecteur de 1 mA. La figure 55 montre, dans le cas du transistor, l'emplacement des résistances internes correspondant aux éléments externes du montage à tube. Comme on le verra plus loin, la résistance collecteur-base donne lieu à la contre-réaction interne qu'on fait généralement intervenir dans les calculs de gain.

Les valeurs portées dans les schémas correspondent au régime dynamique (un ohmmètre branché entre les électrodes pourra donner des indications très différentes). Elles ne constituent que des ordres de grandeur assez grossiers, mais sont suffisantes pour les considérations préliminaires et assez abstraites que nous avons exposées ici sur les caractéristiques des transistors.



Vue intérieure d'un transistor subminiature « Siemens ».

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Deux précautions valent mieux qu'un fusible.

Lorsqu'on expérimente avec un transistor, il faut toujours se souvenir qu'il ne s'agit là, en somme, de rien d'autre que deux diodes accolées (fig. 56). Dans le sens direct, la résistance interne de ces diodes est très faible, si bien que des courants très intenses peuvent y passer, lorsqu'on y applique une tension provenant d'une source à résistance interne réduite. Si, par exemple, on branche émetteur et base directement, et dans le sens de conduction, aux bornes d'un accumulateur de 2 V, on obtient, dans tous les cas, un courant suffisamment fort pour que l'échauffement consécutif détruise le transistor. La précaution qui consiste à expérimenter seulement avec des tensions très faibles est donc insuffisante. Celle qui consiste à prévoir un fusible en série avec la source d'alimentation n'est pas suffisante non plus; le transistor ayant une constante de temps thermique de quelques millisecondes seulement, il risque de mourir avant que le fusible saute.

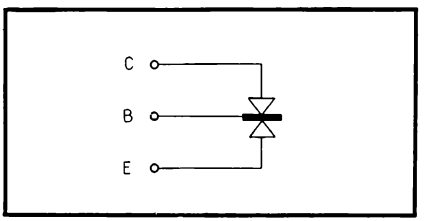


Fig. 56. — Les deux diodes constituant un transistor peuvent conduire des courants suffisamment forts pour détruire le semiconducteur, si on applique, dans le sens direct, une tension de 1 ou 2 V seulement.

Le meilleur moyen consiste donc à effectuer les expériences en prévoyant une résistance de protection (R, fig. 57) en série avec la connexion de base. La valeur de cette résistance sera choisie de façon qu'on ne puisse dépasser en aucun cas le courant de base dont on a besoin. Si, par exemple, ce courant est de 1 mA, et la source E_B de 6 V, on prendra $R = 6\ k\Omega$, et on réalisera le montage de façon à en éviter la possibilité d'un court-circuit accidentel.

Un fusible peut, évidemment, être utilisé lorsqu'un dépassement relativement lent d'une intensité maximum est à craindre. Mais il faut bien remarquer ici qu'un fusible ne protège que les surcharges de courant, mais non pas celles de puissance. Si, par exemple, le fabricant indique, pour tel transistor supportant une dissipation de 200 mW, une tension maximale de collecteur de 20 V et une intensité maximale de 200 mA, ne vous croyez pas à l'abri de tout accident en travaillant avec 12 V et en prévoyant un fusible de 100 mA. En effet, 12 V et 100 mA, cela fait 1,2 W; et votre transistor de 200 mW ne sera pas très heureux si vous lui faites dissiper une telle puissance!

Si, dès la première expérience, vous pensez aux deux précautions essentielles, qui consistent à prévoir des résistances de protection et à contrôler

les puissances dissipées, ces précautions vous deviendront rapidement habituelles et évidentes.

La caractéristique $I_C = f(V_B)$.

Puisque nous voulons comparer le transistor au tube à vide, nous commencerons nos expériences en relevant une caractéristique donnant le courant de collecteur I_C (équivalent du courant d'anode) en fonction de la tension base-émetteur V_B (équivalent de la tension grille-cathode). Le montage expérimental correspondant est donné dans la figure 58 où, dans la connexion de

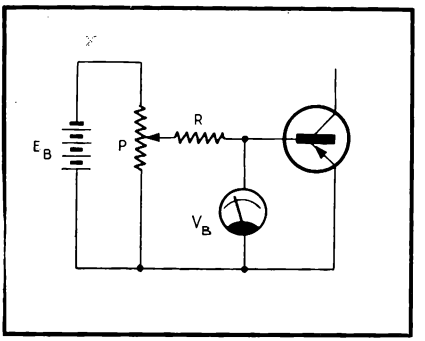


Fig. 57 (ci-contre). — On aura toujours intérêt, lorsqu'on applique une tension sur la base d'un transistor, de prévoir une résistance de protection limitant le courant circulant dans la diode émetteur-base.

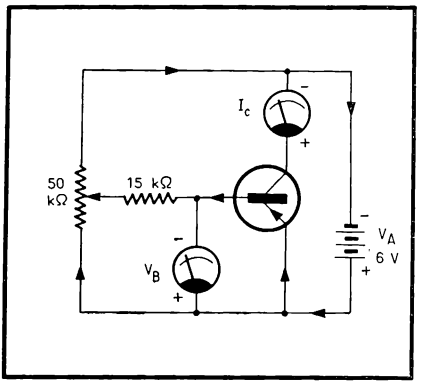


Fig. 58 (ci-contre). — Montage permettant de relever une caractéristique donnant le courant de collecteur en fonction de la tension de base.

base, une résistance de protection de 15 kΩ a été prévue. On utilise un transistor *p-n-p* au germanium, puisque c'est là le type le plus répandu. Les flèches indiquant les sens des courants sont dessinées dans le sens conventionnel (du plus au moins), tout comme celles qui se trouvent à l'intérieur du symbole habituellement utilisé pour représenter le transistor, et qui sont dirigées vers la base, lorsqu'il s'agit d'un *p-n-p* et en sens opposé dans le cas d'un *n-p-n*. Une seule source est utilisée pour l'alimentation de collecteur et pour la tension de base V_B, cette dernière étant réglable par un potentiomètre de 50 kΩ.

En utilisant un transistor B.F. capable de dissiper 50 à 250 mW, on devra prévoir un voltmètre V_B donnant une déviation totale à 300 mV environ, et un ampèremètre I_C commutable entre 0,1 et 10 mA environ. Il est important d'utiliser ici un appareil de faible résistance interne, présentant une chute de tension inférieure à 1 V à déviation totale. Cette chute de tension étant de 3 V pour certains contrôleurs universels, on risque de faire des mesures très

erronées en les utilisant avec des montages à transistors alimentés sous quelques volts.

Deux courbes, relevées avec deux transistors différents et en utilisant le montage de la figure 58, sont représentées dans la figure 59. L'allure de ces courbes permet de voir que le courant de collecteur est une fonction exponentielle de la tension de base. On n'a pas l'impression que, dans ces conditions le transistor puisse amplifier d'une façon linéaire des signaux de forte ampli-

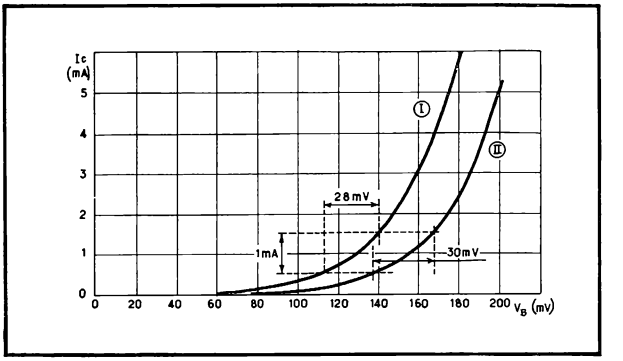


Fig. 59. — Sur cette caractéristique $I_C = f(V_B)$, on peut déterminer la pente du transistor expérimenté.

tude. Cependant, comme on le verra plus loin, il existe un autre « mode de commande » du transistor, présentant une linéarité bien meilleure.

La pente.

Dans le cas du tube, on définit comme pente le rapport

$$s = \frac{\Delta I_A}{\Delta V_G}$$

et qui correspond à l'inclinaison de la courbe équivalente à celle de la figure 59. Ici, il s'agit d'une fonction exponentielle; on ne peut donc définir une pente

$$s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_B}$$

qu'en un point précis. Admettons que ce point soit celui correspondant à $I_C = 1$ mA. On voit (fig. 59) qu'une variation de I_C de $\pm$ 0,5 mA (soit une variation totale de $\Delta I_C = 1$ mA) autour de ce point correspond à une variation de $\Delta V_B = 28$ mV dans le cas du transistor I, et de $\Delta V_B = 30$ mV dans le cas du transistor II. Les pentes correspondantes sont donc de 35,8 mA/V et de 33,3 mA/V. Mais si on fait une indication de pente dans le cas du transistor, il est nécessaire d'ajouter la valeur du courant de collecteur (ici $I_C = 1$ mA) pour laquelle cette indication est valable, car ce n'est qu'ainsi que la notion de pente peut avoir un sens dans le cas d'une courbe exponentielle.

Ce n'est pas intentionnellement que nous avons choisi, pour notre expérience, deux transistors de pente aussi voisine; il nous aurait même été difficile de faire autrement. En effet, *tous les transistors p-n-p* au germanium ont des pentes comprises entre 25 et 38 mA/V, à $I_C = 1$ mA. Pour les *n-p-n* au germa-

nium et pour les transistors au silicium des deux polarités, on trouve encore des valeurs semblables, mais ici il existe exceptionnellement des échantillons n'ayant qu'une pente de l'ordre de 15 mA/V à $I_C = 1$ mA. Pour des estimations et des calculs grossiers, on utilise ainsi toujours, et cela sans se préoccuper du type de transistor, une valeur de 30 mA/V pour la *pente nominale*, c'est-à-dire la pente à $I_C = 1$ mA. Nous utiliserons souvent par la suite cet ordre de grandeur important.

En traçant (fig. 60) les valeurs relevées par le montage de la figure 58 avec une échelle logarithmique, on constate qu'on arrive à des droites bien plus jolies que celles représentant les caractéristiques d'un tube à pente

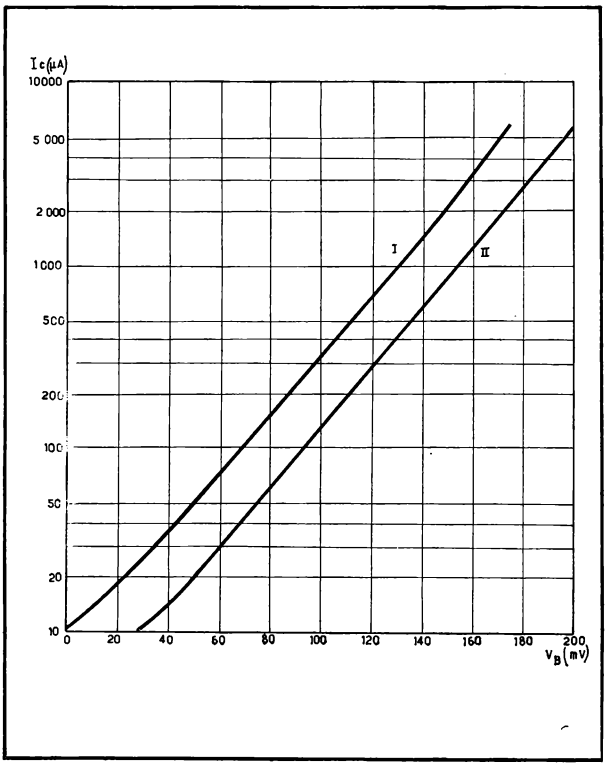


Fig. 60. — Les courbes de la figure 59 ont ici été tracées avec une échelle logarithmique pour le courant de collecteur.

variable. A condition qu'on ne lui applique pas des signaux trop forts, le transistor sera donc un excellent amplificateur à gain réglable (antifading).

On constate également que la loi liant la tension de base au courant de collecteur est presque parfaitement exponentielle. Cela veut dire, comme on pourrait le prouver mathématiquement par les dérivés, que *la pente d'un transistor est proportionnelle au courant de collecteur.* Donc, si cette pente est de 30 mA/V à $I_C = 1$ mA, elle sera de 60 mA/V à $I_C = 2$ mA, et de 300 mA/V à $I_C = 10$ mA. Pour des intensités plus fortes que 10 mA, et quelquefois même déjà quand I_C dépasse 3 mA, cette loi n'est souvent plus applicable, comme nous le verrons à propos des transistors de puissance. Elle l'est,

par contre, assez parfaitement aux intensités inférieures à 3 mA, comme le montrent les courbes de la figure 61.

Mais avec des pentes aussi fortes, on devrait pouvoir obtenir des gains en tension énormes! Cette constatation est exacte, mais n'est valable que dans la mesure où on peut utiliser des résistances de charge élevées, ce qui n'est pas le cas quand un étage est suivi par un autre identique, dont la résistance d'entrée est faible, comme c'est le cas avec le transistor. D'ailleurs, la notion du gain en tension importe peu dans le cas du transistor, où c'est toujours avec celle du gain en puissance qu'il faut compter.

Le gain en courant.

Puisque la résistance d'entrée du transistor n'est pas infinie, il doit y avoir un *courant de base* qui circule, quand on applique une tension entre

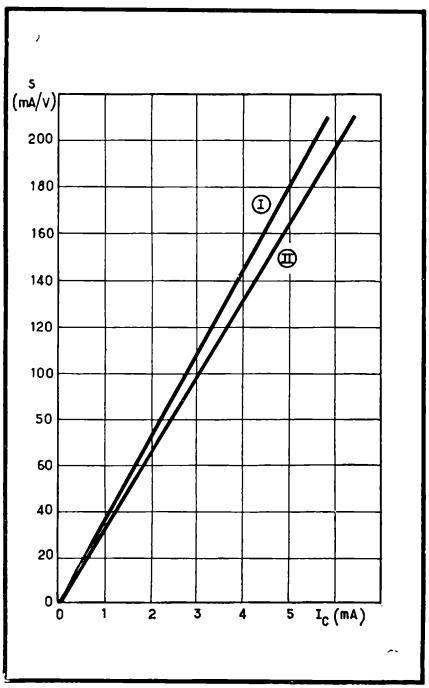
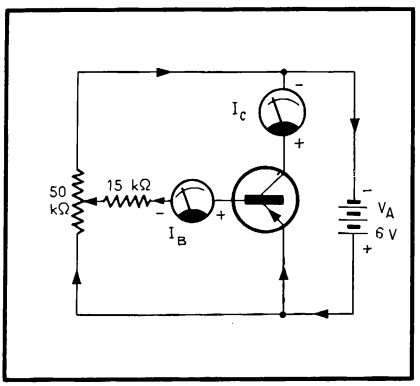


Fig. 61 (ci-contre). — La pente d'un transistor est proportionnelle au courant de collecteur.

Fig. 62 (ci-dessous). — Montage permettant de relever une courbe donnant le courant de collecteur en fonction du courant de base.



base et émetteur. Le schéma de la figure 62 montre comment on peut mesurer ce courant tout en le mettant en relation avec celui du collecteur. Ce montage permet donc de tracer une courbe donnant le courant de collecteur I_C en fonction du courant de base I_B. Pour les deux transistors déjà utilisés, de telles courbes ont été représentées dans la figure 63. On voit que la relation est ici beaucoup plus linéaire que précédemment; les variations du courant de col-

lecteur suivent donc assez fidèlement celles du courant de base. Le rapport entre ces deux courants,

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

montre de combien de fois la variation du courant de collecteur est plus grande que celle du courant de base, c'est donc *l'amplification de courant*. Pour définir cette amplification de courant, il n'est plus nécessaire ici d'indiquer la valeur moyenne correspondante du courant de collecteur, puisque la relation est pratiquement linéaire. Dans la figure 63, cette définition a été effectuée pour $I_C = 3$ mA, et il est bien évident qu'on n'aurait pas trouvé une valeur bien différente pour $I_C = 1$ mA, par exemple.

En rendant nul le courant le base, on constate qu'il persiste un courant résiduel de collecteur (I_{CO}, *courant initial*) qui est sensiblement plus fort que

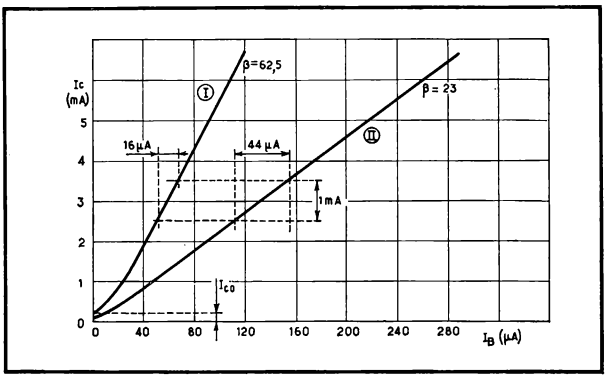


Fig. 63. — A l'aide de ces courbes $I_C = f(I_B)$, on peut déterminer le gain en courant d'un transistor.

celui qu'on mesure quand on rend la tension de base nulle (en court-circuitant émetteur et base). Lorsque la base est ouverte ($I_B = 0$) on observe, en effet, une tension de 50 à 150 mV entre émetteur et base. Cette tension est due au diviseur de tension r, r_{cb} (fig. 55), et c'est elle qui détermine le courant initial de collecteur. Ce courant de collecteur à base ouverte varie fortement avec la température. L'échauffement obtenu en prenant simplement le transistor dans la main est généralement suffisant pour déterminer une augmentation importante de ce courant. En effet, ce courant double approximativement chaque fois que la température augmente de 8°. A 20°, il est compris entre 10 et 300 µA; il peut donc dépasser 1 mA à 36°. Comme il est dû au courant de base déterminé par le courant inverse de la jonction collecteur-base, il sera d'autant plus important que ce courant inverse est plus fort et que le gain en courant est plus élevé.

Les valeurs indiquées dans la figure 63 montrent que le gain en courant est de $\beta = 62{,}5$ pour le transistor I, et de $\beta = 23$ pour le transistor II. En effet, si la pente est une grandeur constante pour à peu près tous les transistors, le gain en courant est susceptible de varier dans de fortes proportions, et cela même entre deux échantillons d'un même type de transistor. En pratique, on observe des valeurs allant de 20 à 500 pour les transistors au germanium, et de 10 à 1 000 pour ceux au silicium. Par contre, la courbe de la figure 64 montre que, pour un échantillon donné, la variation du gain en courant reste relativement faible, même si on atteint des intensités aussi fortes que 200 mA pour le courant de collecteur.

La résistance d'entrée.

Il est évident que courant et tension d'entrée sont liés, par la loi d'Ohm, à la résistance d'entrée. On peut donc écrire, pour cette dernière

$$r = \frac{\Delta V_B}{\Delta I_B}$$

De plus, connaissant la pente et l'amplification de courant, on peut déterminer la résistance d'entrée par un calcul très simple.

$$r = \frac{\Delta V_B}{\Delta I_B} = \frac{\Delta V_B \, \Delta I_C}{\Delta I_C \, \Delta I_B} = \frac{\beta}{s}$$

Comme l'amplification de courant β est relativement indépendante du courant de collecteur, tandis que la pente s varie fortement avec cette dernière grandeur, la résistance d'entrée r variera de même avec le courant de collecteur. Si on indique une valeur de r, il faut donc toujours préciser pour quelle valeur du courant de collecteur elle est valable. Ainsi, notre transistor I aura, à $I_C = 1$ mA, une résistance d'entrée de

$$r = \frac{\beta}{s} = \frac{62{,}5}{35{,}8} = 1{,}75 \text{ k}\Omega.$$

Un calcul semblable montrerait que r serait de 690 Ω dans le cas de notre échantillon II.

Comme la pente est proportionnelle au courant de collecteur, il est évident, d'après l'expression (1), que la résistance d'entrée est inversement

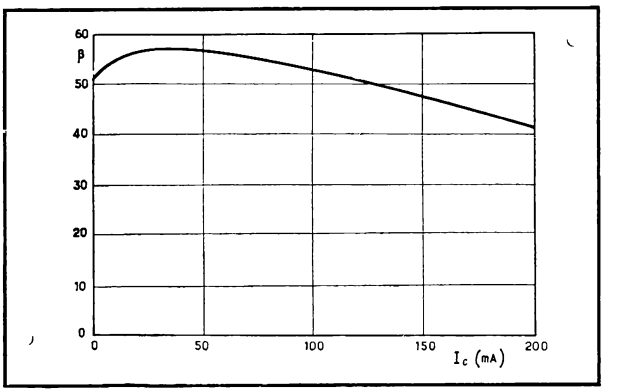


Fig. 64. — Le gain en courant d'un transistor ne varie que faiblement avec le courant de collecteur.

proportionnelle à cette grandeur. Les courbes de la figure 65 montrent comment varie la résistance d'entrée en fonction du courant de collecteur dans le cas des deux échantillons précédemment étudiés.

Le courant de base étant proportionnel à celui de collecteur, on pourrait aussi dire que la résistance d'entrée est inversement proportionnelle à I_B. Mais il y a également une relation entre tension de base et courant de collecteur; on pourrait donc également affirmer que r est une *résistance variable avec la tension* appliquée entre base et émetteur. Cet aspect de la résistance d'entrée est illustré par la courbe de la figure 66.

Puisque la pente est une grandeur qui ne varie que très peu d'un échantillon à l'autre, on connaît la résistance d'entrée d'un transistor dès qu'on en

donne le gain en courant. En effet, à $I_C = 1$ mA, l'ordre de grandeur de la résistance d'entrée sera, toujours exprimée en kiloohms,

$$r = \frac{\beta}{30}$$

Bien entendu, un tel calcul ne sera pas très précis, car en prenant une valeur de 30 mA/V pour la pente nominale, l'erreur peut être de ± 25 %. Mais elle risque d'être plus grande si on prend la valeur de β dans le catalogue d'un fabricant; à cause de l'inévitable dispersion, une tolérance de ± 50 % sur la valeur de β n'est pas rare.

Les caractéristiques dynamiques.

Avec le montage de la figure 67, nous approchons les conditions habituelles de fonctionnement d'un transistor, l'ampèremètre de collecteur étant ici remplacé par une résistance de charge R_C. Des appareils étant prévus pour indiquer les tensions d'entrée et de sortie, on se trouve donc ici dans des conditions de mesure de gain en tension. Une courbe relevée, en utilisant

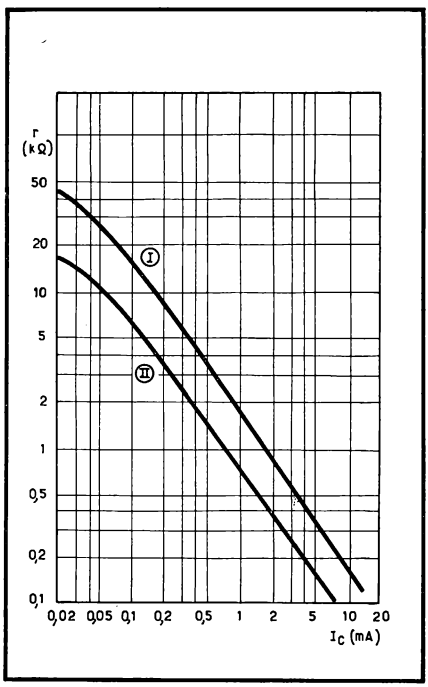


Fig. 65. — En première approximation, la résistance d'entrée d'un transistor est inversement proportionnelle au courant de collecteur. Certains transistors au silicium sont capables de travailler avec un courant de collecteur de 1 μA; ils ont alors une résistance d'entrée de l'ordre du mégohm.

notre échantillon I, a été reproduite dans la figure 68. La tension V_C qu'on mesure ici étant la différence entre la chute sur R_C et la tension d'alimentation, elle diminue quand V_B augmente, ce qui montre bien que le transistor amplifie, comme le tube, avec *inversion de phase*. Quand la chute de tension $I_C R_C$ (aux bornes de la résistance de charge) devient voisine de la tension d'alimentation, on arrive au *coude de saturation*. La tension de collecteur reste alors sur une valeur constante et très faible qui est la *tension de déchet* V_D (ordre de grandeur : 100 mV).

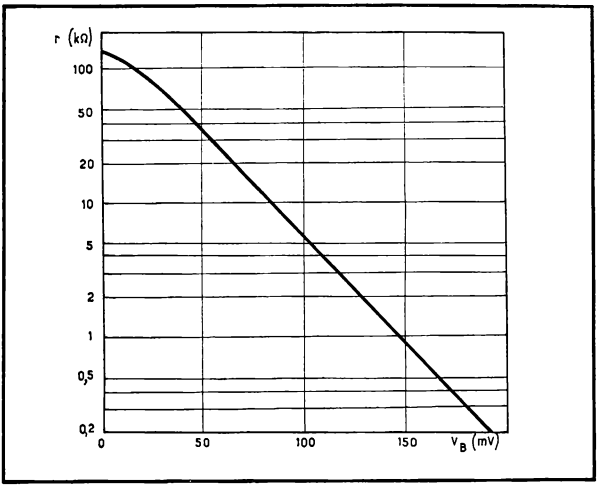


Fig. 66. — Courbe donnant la relation entre la tension de base et la résistance d'entrée d'un transistor.

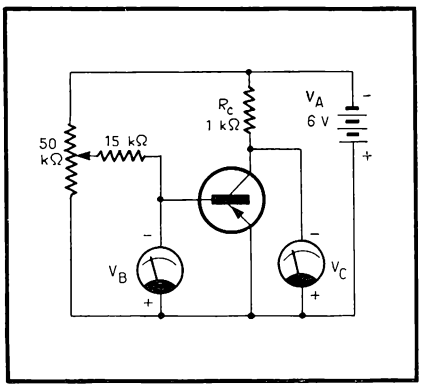


Fig. 67. — Expérience d'amplification d'une tension de base variable.

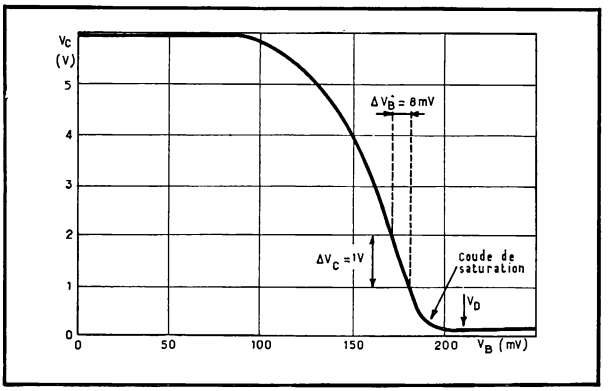


Fig. 68. — Caractéristique dynamique d'un transistor amplifiant une tension de base variable. La saturation est atteinte lorsque le courant de collecteur devient égal au courant maximal que la source d'alimentation est capable de fournir dans la résistance de charge.

On voit que la relation entre les tensions d'entrée et de sortie est linéaire sur près de la moitié de la courbe, ce qui montre que le transistor peut parfaitement amplifier une tension de façon fidèle, à condition qu'on ne travaille pas avec des signaux d'amplitude trop forte, et qu'on s'arrange pour que la valeur moyenne de la tension de collecteur soit relativement faible par rapport à la tension d'alimentation. Sur la partie linéaire de la courbe, on peut définir le *gain en tension* de l'étage, en remarquant que, autour de $V_C = 1{,}5$ V, une variation de 8 mV de la tension de base détermine une variation de 1 V de la tension de collecteur, soit un gain en tension de 125.

En négligeant la résistance interne du transistor, on peut calculer le gain de l'étage par l'expression

$$A = s\, R_C. \qquad (2)$$

très semblable à celle permettant de calculer le gain d'un tube penthode, et que nous ne démontrerons donc pas ici. Dans notre exemple, la valeur moyenne de la tension de collecteur est $V_C = 1{,}5$ V. Puisque la tension d'alimentation est de 6 V, la chute de tension sur la résistance de charge doit être $I_C R_C = 4{,}5$ V; et comme $R_C = 1$ kΩ, on doit avoir $I_C = 4{,}5$ mA. A $I_C = 1$ mA, on avait trouvé, pour la pente nominale, $S = 35{,}8$ mA/V; comme cette pente est proportionnelle au courant de collecteur, on doit donc avoir ici, à $I_C = 4{,}5$ mA, $S = 160$ mA/V. Avec l'expression (2), on trouverait

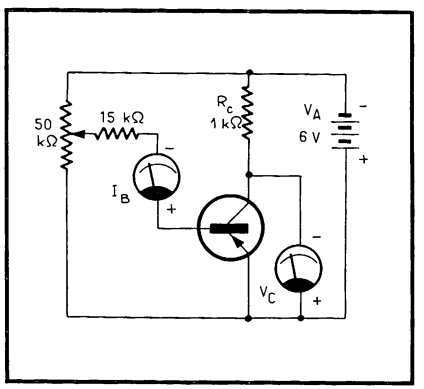


Fig. 69. — Expérience d'amplification d'un courant de base variable.

donc un gain de 160, soit une valeur légèrement plus forte que celle qu'on a mesurée. La différence vient d'abord du fait qu'on a négligé la résistance de sortie du transistor dans le calcul, en outre on travaille ici avec une tension moyenne de collecteur assez faible, si bien que la proportionnalité entre pente et courant de collecteur n'est plus parfaitement assurée.

Le gain en tension obtenu ici est sensiblement plus élevé que celui que pourrait produire un tube chargé seulement d'une résistance de 1 kΩ. Mais cette performance n'est qu'apparente, car il faut aussi tenir compte du courant de base. En réalisant le montage de la figure 69 et en relevant une courbe suivant figure 70, il sera facile de constater que la variation précédemment obtenue de $\Delta V_C = 1$ V autour de $V_C = 1{,}5$ V, ne nécessite non seulement

une variation de 8 mV de V_B (fig. 68), mais également une variation de 20 μA de I_B. Ce dernier résultat peut aisément être vérifié par le calcul, car

$$\Delta V_C = \Delta I_C \; R_C = \Delta I_B \; \beta \; R_C.$$

Avec les valeurs de l'exemple, $\Delta I_B = 20$ μA, $\beta = 62{,}5$ et $R_C = 1$ kΩ, on trouve $\Delta V_C = 1{,}25$ V, la différence entre les valeurs mesurées et calculées étant ici encore due aux causes précédemment signalées.

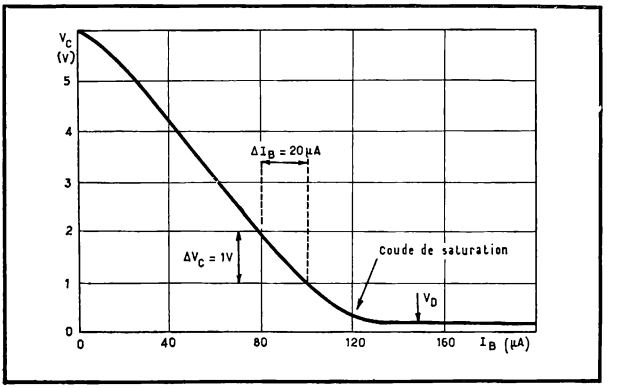


Fig. 70. — Caractéristique dynamique d'un transistor amplifiant un courant de base variable. La saturation commence à se manifester, dès que $\beta I_C + I_{CO}$ devient plus grande que V_A/R_C.

Pour déterminer une variation de 1 V à la sortie du transistor, il faut donc appliquer à la fois 8 mV et 20 μA, soit une *puissance de commande* de 0,16 μW. Or, la variation de 1 V dans la résistance de charge de 1 kΩ y détermine une variation de courant de 1 mA, la *puissance de sortie* est donc de 1 mW, et le *gain* en puissance

$$G = \frac{\Delta V_C \; \Delta I_C}{\Delta V_B \; \Delta I_B} = \frac{1}{0{,}16} \; 10^3 = 6\,250.$$

Il est à noter que ce gain en puissance aurait été 40 fois plus grand dans le cas d'un tube ayant une pente de 5 mA/V, chargé par une résistance de 1 kΩ et travaillant avec une résistance de fuite de grille de 1 MΩ. Cela explique pourquoi il faut souvent, pour aboutir à un même résultat, un nombre plus grand d'étages à transistors qu'à tubes.

La polarisation.

Jusqu'ici, nous n'avons considéré que l'amplification de grandeurs continues variables. En fait, un transistor sera le plus souvent utilisé pour amplifier des tensions ou courants alternatifs. Or un transistor *p-n-p* ne pouvant amplifier que si sa base est négative par rapport à l'émetteur, il est évident qu'il travaillera d'une façon très peu fidèle si on lui applique directement une tension alternative à l'entrée. Si on veut, pour rester dans les conditions de

la figure 68, amplifier une tension alternative de 8 mV pointe à pointe, il faut donc superposer cette tension alternative à une tension continue de 175 mV environ, de façon que la tension totale de base varie entre 171 et 179 mV. Un tel montage de *polarisation par tension* est indiqué dans la figure 71. La tension de polarisation est obtenue ici par un diviseur de tension R_1 R_2 et appliquée à la base par l'intermédiaire du secondaire d'un transformateur de liaison dont la résistance ohmique est supposée faible. Pour que le courant de base ne modifie pas la polarisation, il faut que la résistance interne du diviseur de tension utilisé soit faible devant la résistance d'entrée du transistor. On arrive ainsi à une consommation de courant très substan-

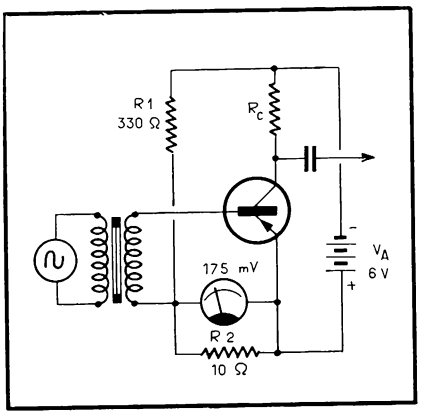


Fig. 71. — Polarisation par diviseur de tension maintenant constante la tension de base.

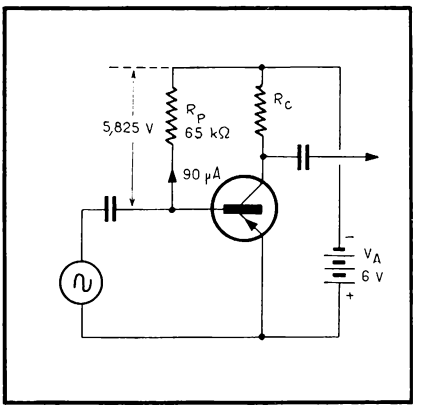


Fig. 72. — La polarisation est assurée ici par une résistance R_P choisie de façon à déterminer un certain courant continu de base.

tielle. De plus, on constate que, avec une telle polarisation par tension, les variations de température ont une influence particulièrement grande sur le courant de collecteur; le montage de la figure 71 n'est donc que très rarement utilisé en pratique.

On lui préfère généralement celui de la *polarisation par courant* (fig. 72). En effet, d'après les figures 68 et 70, il est évident que, pour obtenir une tension de base de 175 mV, il faut nécessairement qu'il y ait un courant de base de 90 μA, car dans les deux cas on aboutit à une tension de collecteur de 1,5 V. Or un courant continu de base de 90 μA peut très facilement être obtenu avec une résistance R_P insérée (fig. 72) entre le négatif de l'alimentation et la base. Puisqu'on doit avoir 175 mV entre base et émetteur, il doit rester 5,825 V aux bornes de R_P, celle-ci doit donc avoir une valeur de $5{,}825/90 = 65$ kΩ. Bien entendu nous ne faisons appel à une telle précision que pour faciliter la compréhension de nos calculs; en pratique, on pourra confondre la tension aux bornes de R_P avec celle de l'alimentation et utiliser, pour R_P, une valeur standard de 68 kΩ.

On voit que la consommation de courant d'alimentation est, en polarisation par courant, bien plus faible qu'en polarisation par tension. De plus, la résistance de polarisation R_P étant grande devant la résistance d'entrée du transistor, on peut, sans perte appréciable, appliquer le signal à amplifier entre base et émetteur par l'intermédiaire d'un simple condensateur de liaison.

Commande par tension et commande par courant.

Les figures 68 et 70 nous ont montré que l'amplification d'un transistor est bien plus linéaire si on commande par un *courant variable* au lieu d'une *tension variable*. Or le technicien familiarisé avec le tube n'a toujours que des sources de tension à considérer; et il n'a pas l'habitude des conditions particulières qui permettent d'assimiler une source de tension à une source de courant. L'exemple qui suit permettra de voir que cela est le cas chaque fois que la résistance interne de la source de commande est grande devant la résistance d'entrée de l'élément commandé.

Dans le dessin de la figure 73, la source de commande est e_b, R_B en est la résistance interne. L'élément commandé étant un transistor, il nous suffit de considérer ici sa résistance d'entrée r. Mais il ne faut pas oublier qu'il s'agit là d'une *résistance variable avec la tension* appliquée. A titre d'exemple, on admettra que la tension de base v_B est composée d'une tension continue de polarisation de 125 mV et d'une tension alternative de 17,7 mV_{eff}, soit 50 mV pointe à pointe. La tension v_B variera donc entre 100 et 150 mV. Le graphique de la figure 66 nous montre que la variation correspondante de la résistance

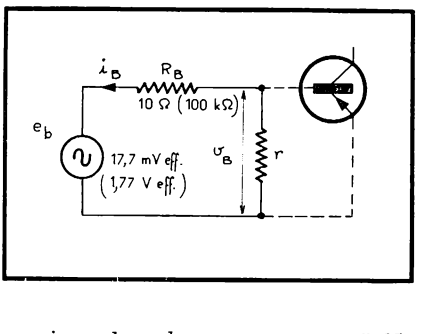


Fig. 73. — Commande par tension et commande par courant, le signal d'entrée étant prélevé d'une source de tension.

d'entrée est comprise entre 800 Ω et 6 kΩ environ, la valeur moyenne, correspondant à $v_B = 125$ mV, étant de 2 kΩ.

La résistance d'entrée varie donc effectivement dans de très fortes proportions, mais si on admet (fig. 73) que la résistance interne de la source de commande ne soit que de 10 Ω, on voit que, malgré les variations de r, la tension v_B reste toujours proportionnelle à e_b. En d'autres termes, la résistance interne de la source de commande est suffisamment faible pour qu'on retrouve assez exactement les variations de e_b sur la base. On travaille donc en *commande par tension*, puisqu'on se trouve sensiblement dans les conditions qu'on obtiendrait en prélevant la tension de commande une source de tension parfaite,

c'est-à-dire dont la résistance interne serait nulle. Il convient de remarquer encore que i_b n'est pas proportionnelle à e_b, puisque r varie.

Pour étudier maintenant la *commande par courant,* on peut conserver la même représentation; il suffit d'adopter, pour e_b et R_B, les valeurs qui y sont portées entre parenthèses. Maintenant, avec $R_B = 100$ kΩ, la résistance interne de la source restera toujours grande devant r qui ne peut être supérieure à 6 kΩ. La résistance totale à laquelle la source fournit sa tension est susceptible de varier seulement entre 100,8 et 106 kΩ; on peut donc admettre que le courant fourni par la source, i_b, est proportionnel à e_b. Cela n'était nullement le cas lors de la commande par tension où la source de commande avait affaire à une résistance totale variant entre 810 et 6 010 Ω. Ici, par contre, c'est v_B qui n'est plus proportionnelle à e_b, puisqu'elle dépend d'une résistance (r) variant de façon non linéaire avec le courant qui la parcourt.

Les modes de commande « par tension » et « par courant » ne diffèrent donc que par la résistance interne de la source de commande. Si cette résistance interne est faible devant la résistance d'entrée du transistor, il y a commande par tension; et on arrive à une caractéristique dynamique selon la figure 68, une amplification linéaire n'étant possible qu'en appliquant un signal d'amplitude relativement faible. Dans ces conditions on peut négliger la résistance interne de la source de commande et calculer la composante variable (ou composante alternative) du courant de collecteur par

$$i_c = s e_b,$$

c'est-à-dire en utilisant uniquement la notion de la pente.

Par contre, en commande par courant, la résistance interne de la source est grande devant la résistance d'entrée du transistor; et il y a amplification linéaire sur une grande plage (fig. 70). Pour le calcul, on peut ici négliger la résistance d'entrée du transistor et écrire

$$i_c = \beta i_b = \beta \frac{e_b}{R_B},$$

en utilisant uniquement la notion du gain en courant.

Il est a remarquer que l'avantage de linéarité que montre la commande par courant n'est valable que pour les transistors de faible puissance, d'autres particularités étant à respecter, comme nous le verrons, dans le cas des transistors de puissance. Avec les premiers, c'est effectivement la commande par courant qui est le mode le plus fréquemment utilisé. Cela non seulement à cause de sa linéarité, mais aussi parce que, dans un amplificateur à plusieurs étages, l'entrée de chaque transistor se trouvant commandée par la sortie du précédent, on se trouve, vu les résistances qui sont en jeu, automatiquement en commande par courant.

Commande adaptée.

Le technicien familiarisé avec le tube électronique, et qui se sera donc fortement ennuyé en lisant notre exposé sur la commande par tension, risque cependant, d'après les valeurs portées entre parenthèses dans la figure 73,

de trouver très peu rationnel le monde de la commande par courant. En effet, de la tension de commande dont on dispose et qui est supérieure à un volt, la plus grande partie disparaît en pure perte dans la résistance interne R_B, et il ne reste que quelques millivolts sur la base du transistor. La commande par courant impliquerait donc un gâchis énorme de puissance?

Gardons-nous de la « déformation des lampistes » qui consiste à raisonner en tension et non pas en puissance, et efforçons-nous à une analyse détaillée. Nous avons deux générateurs, l'un possède une résistance interne de 10 Ω et délivre 17,7 mV (cela pourrait être une jauge à contrainte), et l'autre produit 1,77 V avec une résistance interne de 100 kΩ (cas semblable à celui d'une tête de lecture à cristal). Ces deux générateurs délivreront une puissance maximale lorsqu'ils sont parfaitement adaptés, c'est-à-dire lorsque l'un se trouve chargé

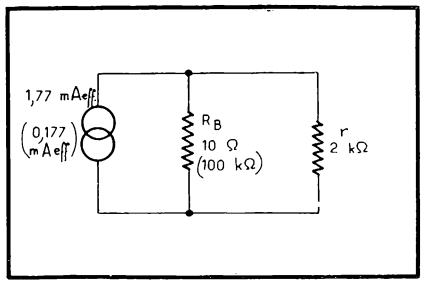


Fig. 74. — Une source de courant est utilisée ici pour montrer les différences entre les modes de commande par tension et par courant.

par une résistance de 10 Ω, l'autre par 100 kΩ. En calculant les puissances ainsi obtenues, on trouve 7,8 μW *dans les deux cas;* les deux générateurs sont donc capables de puissances exactement identiques.

Voyons maintenant quelle est la fraction de cette puissance « disponible » dont le transistor peut effectivement profiter dans les deux cas. Pour simplifier le calcul, on admettra que la valeur moyenne de la résistance d'entrée soit de 2 kΩ, ce qui correspond à la polarisation de 125 mV précédemment utilisée. Dans le cas de la commande par tension, on obtient donc une tension de 17,7 V_{eff} aux bornes de cette résistance de 2 kΩ, soit une puissance d'entrée de 0,156 μW. En commande par courant, la puissance d'entrée est $I_B^2 r = r(E_b/R_B)^2$, soit 0,624 μW. Malgré les apparences, c'est donc, dans le cas particulier de notre exemple, encore la commande de courant qui utilise le mieux la puissance de commande disponible.

D'ailleurs, pour montrer encore une fois à quelles erreurs d'appréciation on s'expose en raisonnant autrement qu'en puissance, transformons (fig. 74) les sources de tension apparaissant avec leurs résistances internes en série dans la figure 73, en sources de courant ayant leur résistance interne en parallèle. Le théorème de THÉVENIN montre qu'il ne s'agit là que de deux aspects d'une même chose, mais, en ne considérant que les courants mis en jeu, on a nettement l'impression que la commande par courant (valeurs entre parenthèses) est pratiquement exempte de pertes, tandis que celle par tension implique une dissipation énorme dans la résistance interne.

La puissance disponible étant, dans nos exemples, de 7,8 μW, et les puissances utiles de commande de 0,156 et de 0,624 μW respectivement, l'affaiblissement dû à la mauvaise adaptation est de 50 ou de 12,5, en puissance. En pratique, cela n'a pas autant d'importance qu'on pourrait le croire; un

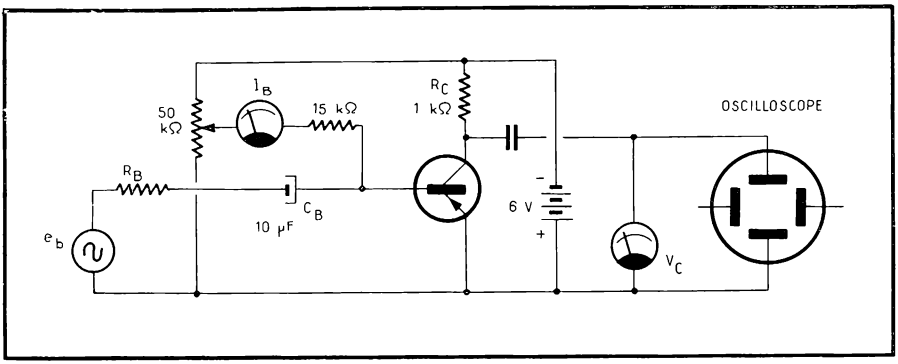


Fig. 75. — Cet étage d'amplification à transistor peut travailler, suivant la valeur qu'on donne à R_B, en commande par tension ou en commande par courant.

transistor est, en effet, capable d'un gain en puissance de l'ordre de 10 000, si bien que ces affaiblissements de désadaptation se trouvent largement compensés. Il est donc relativement rare qu'on se donne la peine de profiter au mieux de la puissance disponible en s'arrangeant (par un transformateur de liaison ou par un choix particulier de la polarisation, figure 66) pour que la valeur moyenne de la résistance d'entrée du transistor devienne égale à la résistance interne de la source qui le commande. On se trouve alors en *commande adaptée*, et, puisque $r = R_B$, on peut écrire, pour la composante alternative du courant de collecteur,

$$i_c = \beta \frac{e_b}{2r} = \frac{s e_b}{2}$$

Finalement il reste le cas général, quand R_B et r sont trop différentes pour qu'on puisse encore parler de commande adaptée, mais pas assez pour qu'il y ait franchement commande par courant ou par tension. On trouve alors

$$i_c = \beta \frac{e_b}{R_B + r} = s \frac{e_b r}{R_B + r}.$$

Ces expressions ne sont strictement valables que pour des signaux faibles, mais on obtient une approximation suffisante pour la pratique aussi pour les signaux forts, à condition de prendre la valeur moyenne de r.

Expériences d'amplification.

Les notions de commande par courant et de commande par tension sont bien trop importantes pour qu'il ne soit avantageux, sinon nécessaire, d'en compléter l'étude théorique par quelques expériences. Nous utiliserons, pour cela, l'étage amplificateur dont le schéma est représenté dans la figure 75. Ici, un potentiomètre de 50 kΩ permet de régler le courant de polarisation qu'on mesure par l'appareil I_B. A l'entrée, on branche, par l'intermédiaire

d'un condensateur de liaison C_B, un générateur B.F. travaillant à 1 000 Hz environ et dont la résistance interne, R_B, ne doit pas dépasser quelques dizaines d'ohms lorsqu'on travaille en commande par tension. Puisqu'on peut alors se contenter de tensions de commande de quelques dizaines de millivolts, on peut, en général, obtenir une résistance interne suffisamment faible par un atténuateur approprié. Au besoin, on peut également diminuer la résistance interne d'un générateur en le faisant suivre d'un transformateur de haut-parleur de modèle courant, pour tubes. A la sortie du montage, on branche

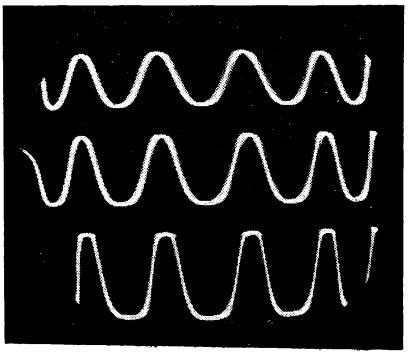


Fig. 76. — En travaillant en commande par tension, on observe, lorsqu'on augmente progressivement le signal, d'abord une déformation de plus en plus nette, et ensuite un effet de limitation.

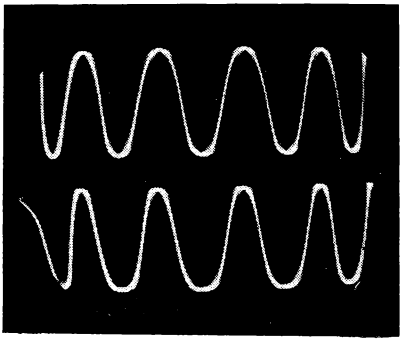


Fig. 77. — A niveau de sortie égal, on obtient, en commande par courant (en haut), une amplification bien plus linéaire qu'en commande par tension (en bas).

un voltmètre alternatif V_c et l'entrée verticale d'un oscilloscope. Pour commencer, on règle I_B de façon à observer, sur le collecteur, une tension continue qui est égale à la moitié de la tension d'alimentation. On fixe ainsi le point de repos à peu près au milieu des caractéristiques dynamiques (fig. 68 et 70).

La réactance du condensateur de liaison C_B doit être, à la plus basse fréquence à transmettre, faible devant la somme $r + R_B$. En commande par tension, où R_B est faible, il faudra donc un condensateur de plusieurs microfarads, tandis que, en commande par courant, cette capacité peut être beaucoup plus faible, puisque sa valeur ne dépend pratiquement plus que de R_B.

Pour la première expérience, effectuée en commande par tension, on s'arrangera pour que R_B soit aussi faible que possible, et, en partant de zéro, on augmente lentement la tension e_b. Quand celle-ci sera de quelques millivolts, on observera sur l'oscilloscope un signal parfaitement sinuoïdal; en effet, la commande par tension est linéaire aux faibles amplitudes. Puis, peu à peu, la distorsion caractéristique de la commande par tension se manifeste (fig. 76, en haut). Quand on augmente encore l'amplitude de commande, cette distorsion devient plus nette (fig. 76, au milieu); finalement, quand la tension appliquée est telle que le point de fonctionnement atteint le coude de saturation, les pointes positives paraissent tronquées, et il y a *limitation par saturation* (fig. 76, en bas). On constate également une semblable limitation aux crêtes négatives; dans notre cas elle est due au fait que, la tension de

base devenant positive, le courant de collecteur reste nul. Les polarités indiquées ici, et qui sont valables pour un transistor *p-n-p*, montrent bien que le transistor amplifie avec inversion de phase.

Pour effectuer une expérience semblable en commande par courant, il suffit d'augmenter R_B en connectant une résistance de l'ordre de 100 kΩ en série avec la sortie du générateur. Evidemment, pour compenser la chute dans cette résistance, il faut maintenant travailler avec une amplitude e_b beaucoup plus grande que précédemment. On constate alors que, même à une amplitude relativement grande, la tension observée sur l'oscilloscope reste parfaitement sinusoïdale. Cette différence entre les deux modes de commande ressort particulièrement bien de la figure 77 où deux signaux de sortie de même amplitude sont comparés (celui obtenu en commande par courant figure en haut).

En commande par courant, une distorsion ne peut donc être observée que par saturation ou par blocage, ce dernier phénomène ayant lieu lorsque

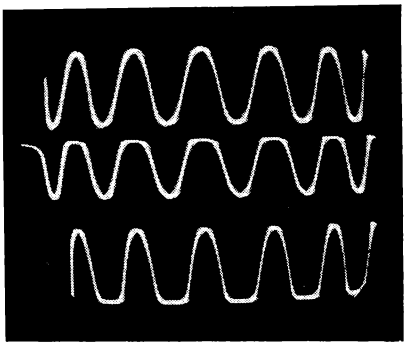


Fig. 78. — Une limitation dissymétrique peut être observée, lorsque le transistor est incorrectement polarisé.

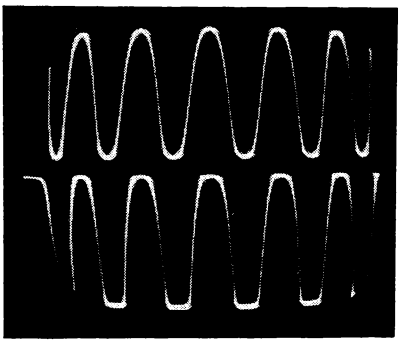


Fig. 79. — Lorsque la polarisation de base est convenablement ajustée, la limitation a lieu d'une façon identique pour les crêtes positives et négatives.

la tension de base devient positive par instants. Un mauvais choix de la polarisation peut être la cause d'une telle distorsion, comme on le voit dans la figure 78, où une sinusoïde normalement amplifiée (polarisation correcte) est comparée à ce qu'on observe avec des polarisations trop fortes (au milieu, limitation par saturation) ou trop faibles (en bas, limitation par blocage). La polarisation sera correcte si, en augmentant progressivement le signal de commande, on constate que les deux limitations ont lieu simultanément en haut et en bas. Telles sont les conditions de la figure 79 où on se trouve, dans le cas de l'oscillogramme supérieur, à la limite de l'écrêtage et où on travaille, en dessous, avec une limitation franche.

Une expérience intéressante consiste à connecter maintenant l'oscilloscope sur la base du transistor. Lorsqu'on travaille en commande par courant et avec un signal suffisamment fort pour que la limitation soit presque atteinte, on observe alors une forme d'onde fortement distordue (fig. 80), et cela bien que le signal délivré par le générateur, et aussi celui qu'on recueille sur le collecteur, soit parfaitement sinusoïdal. Ce phénomène, à première vue très

étrange, s'explique parfaitement par les variations que subit la résistance d'entrée du transistor en fonction du signal. Il montre, de plus, combien il peut être hasardeux de déterminer, dans un amplificateur à transistors, les causes d'une distorsion par le seul examen oscillographique des tensions d'entrée et de sortie des divers étages.

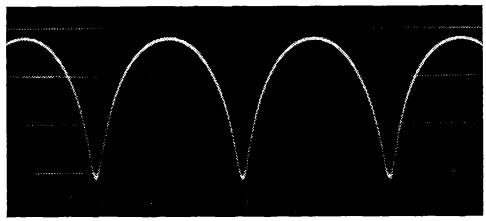


Fig. 80. — En commande par courant, et lorsque les tensions de la source de commande et de sortie sont parfaitement sinusoïdales, on observe un signal assez distordu sur la base.

Les photographies d'oscillogrammes présentées ici ont été prises par poses successives. On a ainsi pu présenter un même montage dans des conditions de fonctionnement différentes, ce qui n'aurait guère été commode en utilisant un oscilloscope bicourbe.

L'effet de fréquence.

La différence entre modèles B.F. et H.F. est, pour le transistor, beaucoup plus significative que dans le cas du tube, où performances H.F. et largeur de bande dépendent moins de l'élément amplificateur que des circuits qui l'entourent.

Toute une partie de ce livre étant consacrée au transistor H.F., nous n'avons nullement l'intention d'anticiper ici sur les phénomènes causant la limitation de fréquence dans les semiconducteurs triodes. Nous nous contenterons d'une constatation expérimentale très simple et qui n'a d'autre but que de donner une première impression sur l'effet de fréquence du transistor. Nous profiterons, pour cela, du montage précédemment utilisé (fig. 75) dans lequel nous augmenterons peu à peu la fréquence de la source de commande, tout en veillant à ce que la tension e_b reste constante.

En observant la tension V_c on constatera que, en commande par courant, le gain du montage commence déjà à diminuer pour une fréquence de quelques dizaines de kHz. En commande par tension, par contre, ce gain reste souvent constant jusqu'à 100 kHz et plus. Cette mise en évidence des différences dans l'effet de fréquence des deux modes de commande nous suffira pour l'instant; nous reviendrons sur cette particularité très importante lors de l'étude du transistor **H.F.**

Les caractéristiques $I_C = f(V_C)$.

Dans nos expériences et calculs, nous nous sommes efforcé, jusqu'ici, de négliger une caractéristique importante du transistor qui est la *résistance de sortie*. Il s'agit là d'une grandeur qui est équivalente à la résistance interne dans le cas du tube, pour lequel elle est définie par le rapport entre les variations de tension et de courant d'anode, la tension de grille étant constante.

On peut donc, de même, définir pour le transistor une résistance de sortie

$$\rho = \frac{\Delta V_C}{\Delta I_C},$$

la *tension de base* étant *constante.*

C'est donc en relevant, pour une tension de base donnée, une caractéristique donnant le courant de collecteur en fonction de la tension de collecteur qu'on arrive à déterminer cette résistance de sortie. Un montage permettant un tel relevé est reproduit dans la figure 81. On a prévu ici un potentiomètre de 1 kΩ permettant de varier la tension de collecteur qu'on mesure par l'appareil V_C. Ce dernier doit être un voltmètre électronique, à moins qu'on ne déduise, lors de chaque mesure, sa consommation de l'indication fournie par l'appareil I_C.

La courbe qu'on relève avec un tel montage peut être fortement altérée à cause des variations de température dues à la puissance dissipée dans le transistor. On verra, plus loin, que l'influence de l'échauffement propre peut être évitée si on opère une mesure dynamique. Pour le relevé statique dont il est question ici, il faut donc limiter au minimum la puissance dissipée, c'est-à-dire travailler avec des valeurs très faibles pour le courant de collecteur (moins de 1 mA) et pour la tension de collecteur (moins de 3 V). En agissant sur les deux réglages dont on dispose, on amènera donc, pour commencer, V_C à 3 V et I_C à 1 mA environ. Puis, en diminuant V_C jusqu'à zéro, on voit que V_B diminue quelque peu. Il s'agit là d'un phénomène qu'on ne constate

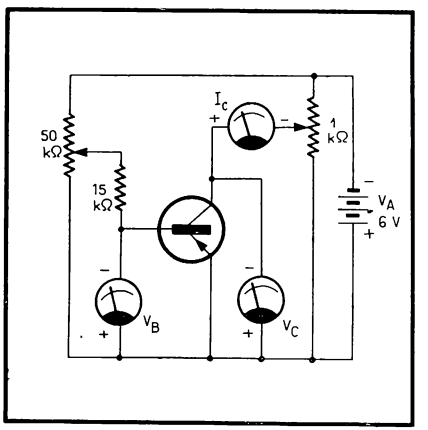


Fig. 81. — Montage permettant de relever, à tension de base constante, une courbe donnant le courant de collecteur en fonction de la tension de collecteur.

en aucun cas avec un tube électronique dont la grille est négative par rapport à la cathode; une influence de la tension d'anode sur la tension de grille est alors impossible.

Dans le transistor, en revanche, le circuit de sortie réagit sur le circuit d'entrée; il y a donc *réaction interne.* La mesure statique entreprise ici est trop peu précise pour qu'on puisse apprécier quantitativement cette réaction; nous nous contenterons donc de la mise en évidence d'un phénomène qui sera traité plus en détail dans le chapitre consacré aux paramètres fondamentaux du transistor. Mentionnons seulement que, le transistor amplifiant avec inver-

sion de phase, il serait plus précis d'appeler « contre-réaction » l'influence de la tension de sortie sur la tension d'entrée, telle que nous l'avons constatée ici.

Pour relever une courbe $I_C = f(V_C)$ avec le montage de la figure 81, il faudra donc, à cause de la réaction interne, réajuster de temps en temps le réglage commandant V_B. Une courbe obtenue dans ces conditions est reproduite, en trait plein, dans la figure 82. Par les variations ΔV_C et ΔI_C y indiquées, on détermine aisément, comme étant égale à 25 kΩ, la *résistance de sortie à tension de base constante.* Cette valeur est approximativement valable dans toute la plage utilisable pour l'amplification, c'est-à-dire pour les valeurs de V_C supérieures à la tension de déchet V_D. En dessous de cette dernière, on peut également définir une *résistance de sortie de saturation* ϱ_{sat} qui joue

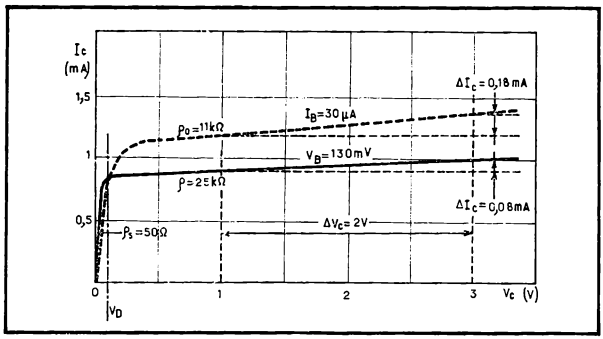


Fig. 82. — De ces deux courbes $I_C = f(V_C)$, à tension et courant de base constants, on peut déduire les deux résistances de sortie d'un transistor.

un certain rôle dans les montages électroniques travaillant par tout ou rien, mais qui est sans signification dans le cas de l'amplification.

L'aspect double courant-tension du transistor fait qu'on peut également y définir une *résistance de sortie à courant de base constant,* et cela à partir de la courbe pointillée de la figure 82 qui a été relevée avec un montage suivant figure 83. Ici, une variation de V_C n'amènera aucune modification du courant de base I_B, et cela parce que la résistance interne de la source de commande, au moins égale à 15 kΩ, sera toujours grande devant la résistance d'entrée du transistor; une variation de la tension aux bornes de cette dernière (car c'est ainsi que la réaction interne se manifeste) n'aura donc pas d'influence sur I_B.

D'après les valeurs indiquées dans la figure 82, on constate que la résistance de sortie à courant de base constant, ϱ_0, est plus faible que celle à tension de base constante (ϱ). Il s'agit là d'un effet de la réaction interne. En effet, chaque fois qu'on augmente V_C, la résistance interne de réaction (entre collecteur et base) fait que la tension de base a tendance à augmenter. Lorsqu'on maintient seulement le courant de base constant, cette augmentation en entraîne une du courant de collecteur qui croît ainsi plus vite avec V_C que si on maintient V_B constante. Pour un même courant de collecteur, les deux résistances internes du transistor se trouvent à peu près dans un rapport de deux.

Il sera facile d'imaginer une expérience montrant que les résistances de sortie d'un transistor diminuent, quand le courant de collecteur augmente. De plus, on pourra constater que, de deux transistors fabriqués suivant un

même principe, celui ayant le gain en courant le plus élevé montre les résistances de sortie les plus faibles. L'abaque de la figure 84, approximativement valable pour tout transistor à alliage, met en évidence ces variations.

Nous avons déjà vu que les deux résistances de sortie d'un transistor sont différentes parce que l'une (courant de base constant) est mesurée avec réaction interne, tandis que l'autre est mesurée en compensant cette réaction

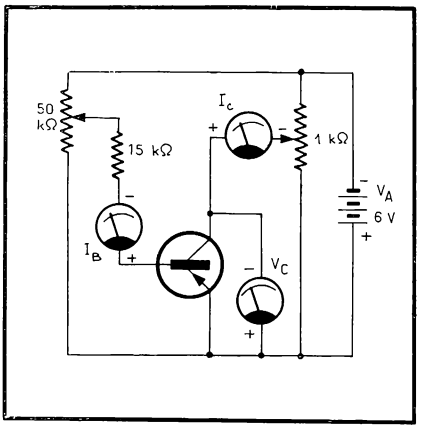


Fig. 83 (ci-contre). — Montage permettant de relever, à courant de base constant, la courbe traduisant le courant de collecteur en fonction de la tension de collecteur.

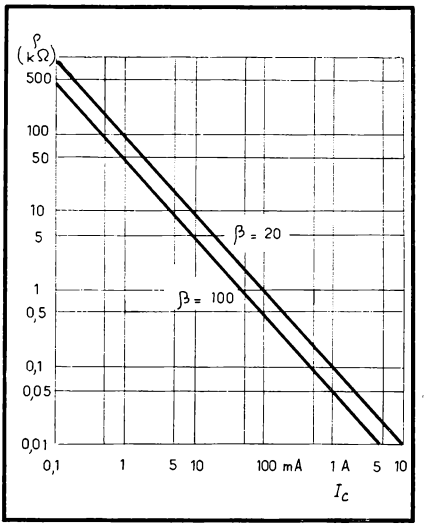


Fig. 84 (ci-contre). — Cet abaque permet d'estimer l'ordre de grandeur de la résistance de sortie (à tension de base constante) de tout transistor à alliage dont on connaît le gain en courant et la valeur moyenne du courant de collecteur avec lequel il sera utilisé.

interne par des réajustements constants de la tension de base. Sur un plan plus pratique cela veut dire — et il est facile de s'en rendre compte en regardant les schémas des figures 81 et 83 — que la résistance de sortie à *courant de base constant* est valable chaque fois que le transistor travaille en *commande par courant,* celle à *tension de base constante,* par contre, en *commande par tension.* En d'autres termes, la résistance de sortie d'un transistor dépend, dans certaines limites, de la résistance interne de la source qui le commande.

LES RÉSEAUX DE CARACTÉRISTIQUES

Représentation graphique des caractéristiques d'un transistor.

Ce qu'on appelle « réseau de caractéristiques » dans le cas du tube est une famille de courbes donnant le courant de plaque en fonction de la tension de plaque, avec la tension de grille comme paramètre. L'avantage d'un tel réseau réside dans le fait que, en y traçant une *droite de charge,* on peut décrire parfaitement le comportement d'un étage d'amplification. Une représentation semblable, donnant le courant de collecteur en fonction de la tension de collecteur, sera, de même, très utile dans le cas du transistor; mais pour tenir compte du double aspect « tension » et « courant » de ce dernier, il faut y faire figurer deux paramètres, la tension de base, et le courant de base.

Dans la figure 82, nous avons déjà vu des courbes $I_C = f(V_C)$ à tension ou courant de base constant; pour en arriver au réseau, il suffit de tracer plusieurs de ces courbes pour des valeurs différentes de V_B et de I_B. Un tel réseau a été représenté dans la figure 85. On voit qu'il se trouve divisé en deux parties, celle de gauche étant dessinée avec une échelle particulièrement étalée pour la tension de collecteur, afin qu'on puisse nettement voir les coudes de saturation. Ces coudes n'étant intéressants que pour certaines applications électroniques, on peut se contenter, pour les applications B.F., de la représentation reproduite à droite. Ici, les parties des courbes correspondant à une tension de collecteur inférieure à 0,5 V n'ont pas été représentées; on travaille donc avec une marge de sécurité très large en adoptant cette dernière valeur comme tension de dechet.

On voit que les courbes « tension » ont été dessinées en traits pleins, celles « courant » en pointillé. Cela non seulement parce qu'un mode de représentation semblable est en usage dans le cas du tube, mais surtout parce que le fabricant peut, à moins d'opérer un tri à tolérances très étroites, garantir les paramètres « tension » dans des limites beaucoup plus précises que les paramètres « courant ».

Les réseaux de caractéristiques comportent généralement une hyperbole de dissipation maximum. Si une telle hyperbole ne figure pas dans celui de la figure 85, c'est tout simplement qu'il s'agit ici d'un transistor dissipant 150 mW, limite qui n'est jamais atteinte dans la partie représentée du réseau. Dans les étages préamplificateurs, les transistors sont, en effet, généralement utilisés avec des puissances très réduites, si bien qu'on se contente, le plus souvent, de n'indiquer que la partie du réseau correspondant à des courants de collecteur relativement faibles.

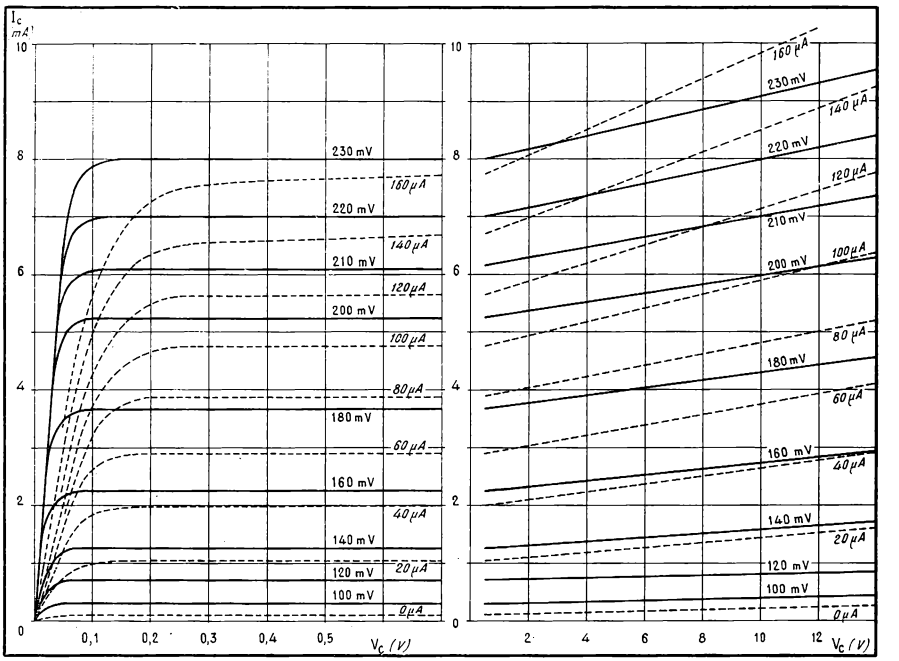


Fig. 85. — Ce réseau de courbes est universel, du fait qu'il contient à la fois les paramètres tension de base et courant de base. Le réseau pour faibles tensions de collecteur (à gauche) permet d'apprécier les coudes de saturation non représentés dans celui de droite.

Lorsque nous étudierons l'effet de température du transistor, nous verrons qu'il est impossible, du fait de l'échauffement propre, de relever un réseau à tension de base constante avec des mesures effectuées statiquement point par point. Dans le chapitre consacré aux mesures sur les transistors, on fera connaissance avec les mesures dynamiques qu'il faut utiliser pour relever un réseau comme celui de la figure 85. Pour l'instant, nous n'envisagerons donc uniquement l'utilisation pratique d'un tel réseau.

La droite de charge.

La droite de charge qui a été tracée dans le réseau de la figure 86 décrit le fonctionnement de l'étage d'amplification représenté dans la figure 87. Pour tracer cette droite, il suffit de savoir que la tension d'alimentation est $V_A = 11$ V, et la résistance de charge $R_C = 2{,}2$ kΩ. La droite de charge doit alors rejoindre les points $I_C = 0$, $V_C = 11$ V, et $I_C = 5$ mA, $V_C = 0$, car

quand $I_C = 0$, $V_C = V_A = 11$ V, et

quand $V_C = 0$, $I_C = V_A/R_C = 11/2{,}2 = 5$ mA.

Toutefois, nous pensons qu'il convient de faire remarquer immédiatement que, contrairement à ce qui se passe dans le cas du tube, le fonctionnement

avec une résistance de charge purement ohmique est, en pratique, extrêmement rare dans le cas du transistor. En effet, si la sortie d'un étage est liée, directement ou par capacité, à l'entrée d'un autre, la résistance d'entrée de ce dernier fait que la résistance de charge totale R_c est différente de la résistance matérielle R_C qui se trouve dans la connexion du collecteur. Dans le chapitre consacré aux amplificateurs à plusieurs étages nous étudierons plus en détail cette question de la double charge. Cependant, on peut souvent assimiler à des résistances de charge purement ohmiques des écouteurs ou haut-parleurs de forte impédance, utilisés sans transformateur, et dont la résistance en courant continu est peu différente de leur impédance en alternatif. Il peut encore en être de même pour des relais, indicateurs et certains autres dispositifs utilisés en électronique ou encore pour le cas où un étage à transistor serait suivi par un tube. C'est donc uniquement à de tels cas assez particuliers que s'appliqueront nos considérations sur la figure 87 et la droite de charge correspondante, — c'est-à-dire à des étages de sortie, et non pas à des étages intermédiaires.

Dans un étage de sortie, on voudra, évidemment, utiliser au maximum la puissance d'alimentation. Pour cela, il faut placer le point moyen de fonctionnement au milieu de la droite de charge, de façon que les alternances positives et négatives du signal amplifié puissent atteindre une même ampli-

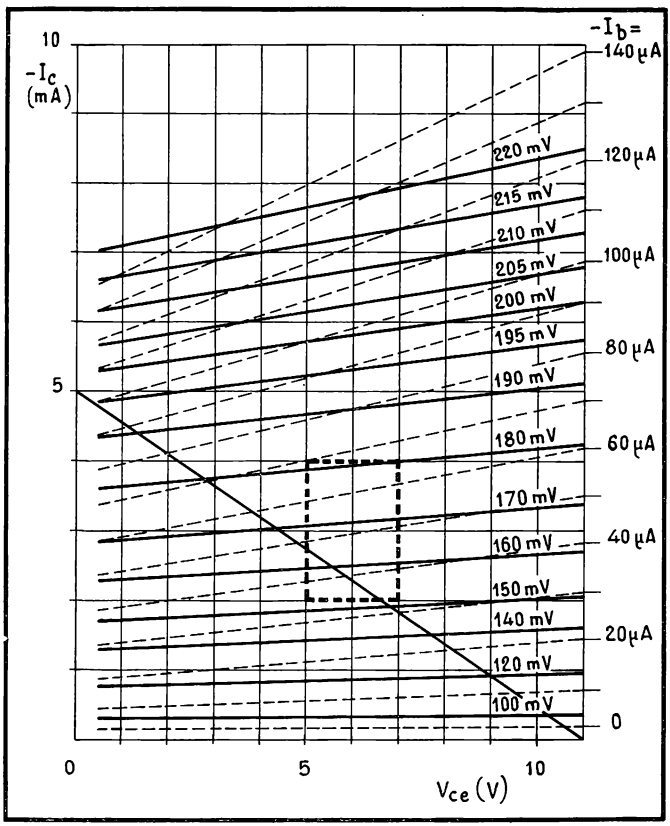


Fig. 86. — Tracé de la droite de charge dans un réseau universel de caractéristiques.

tude. Dans le cas de la figure 86, ce point moyen de fonctionnement correspond donc à $V_C = 5{,}5$ V et $I_C = 2{,}5$ mA, ce qui implique un courant de polarisation de 43 µA ou une tension de polarisation de 160 mV.

Telle qu'elle est dessinée dans la figure 86, la droite de charge est encore valable pour un amplificateur dont la charge possède une résistance négligeable en courant continu, à condition qu'on adopte les valeurs indiquées dans la figure 88, et la polarisation précédemment calculée. En effet, ici on doit avoir $V_C = V_A$ quand $e_b = 0$; au repos, la tension de collecteur est donc toujours égale à la tension d'alimentation, et le courant de collecteur dépend uniquement de la polarisation. En agissant sur cette dernière, on décale donc

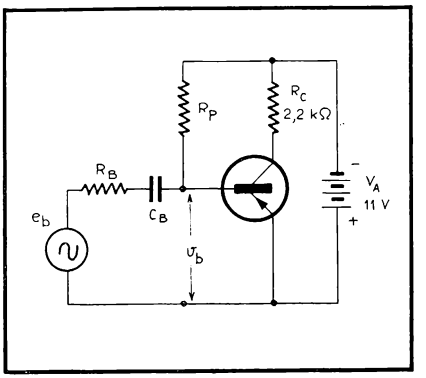


Fig. 87. — Dans le cas où la charge est une résistance pure, ce schéma correspond aux conditions relatives à la droite de charge tracée sur le réseau de la figure 86.

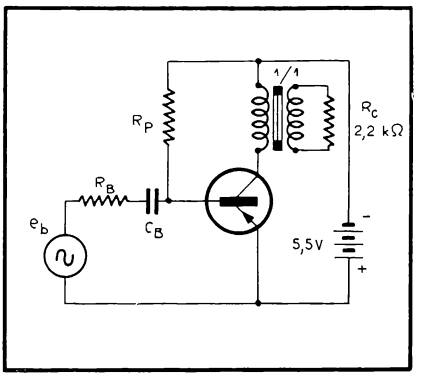


Fig. 88. — La droite de charge de la figure 86 est également valable pour ce schéma où la charge est de résistance négligeable en courant continu.

la droite de charge parallèlement à elle-même, en haut et en bas. La position correspondant au rendement optimal est, évidemment, celle dessinée dans la figure 86, où les parties situées de part et d'autre du point moyen de fonctionnement ont une même longueur.

Grandeurs déduites de la droite de charge.

Nous avons vu, plus haut, comment on peut déterminer, d'après la droite de charge, le courant et la tension de polarisation de base ainsi que les valeurs que prennent, au repos, le courant et la tension de collecteur. Nous allons voir, à l'aide de l'exemple de la figure 86, que cette droite permet, de plus, d'obtenir toutes les grandeurs décrivant le fonctionnement du transistor. Ces grandeurs sont, avec les valeurs de notre exemple :

— la *tension de commande* nécessaire pour moduler à fond le transistor (comprise entre 100 et 195 mV, soit 33,6 mV_{eff});
— le *courant de commande* correspondant (compris entre 0 et 100 µA, soit 35,4 μA_{eff});
— la *puissance de commande* correspondante, produit des deux grandeurs précédentes, soit 1,19 µW;

— la *résistance moyenne d'entrée,* quotient des deux valeurs indiquées en premier lieu, soit 950 Ω;
— l'amplitude de la *tension maximale de sortie* (comprise entre 0,5 et 10,5 V, soit 3,54 V_{eff});
— l'amplitude du *courant maximal de sortie* (compris entre 0,25 et 4,75 mA, soit 1,59 mA_{eff});
— la *puissance de sortie,* produit des deux grandeurs précédentes, soit 5,74 mW;
— la *pente dynamique moyenne,* égale à 57,4 mA/V;
— *le gain moyen en tension,* égal à 105;
— le *gain en courant,* égal à 45;
— le *gain en puissance,* égal à 4740, soit 37 dB environ.

En plus de ces grandeurs, la droite de charge permet également l'établissement de caractéristiques dynamiques. Comme nous avons déjà vu de telles caractéristiques dans les figures 68 et 70, nous profiterons de l'occasion pour en présenter maintenant une autre forme. Comme on le voit dans la figure 89, ce n'est pas la tension de collecteur, mais le courant de collecteur qui a été présenté ici en fonction du courant de base. Comme ces deux grandeurs sont liées par la résistance de charge, il n'y a pas de différence fondamentale entre les deux modes de représentation.

La caractéristique dynamique en commande par courant (fig. 89) se distingue par sa linéarité habituelle dans la partie utile, et son coude de saturation qui se trouve ici peu avant $I_C = 5$ mA, puisqu'il est physiquement impossible que le courant de collecteur devienne plus grand que V_A/R_C. La caractéristique dynamique en commande par tension est la première des courbes représentées dans la figure 90. Vu le choix des échelles, la non-linéarité habituelle n'est pas très apparente ici.

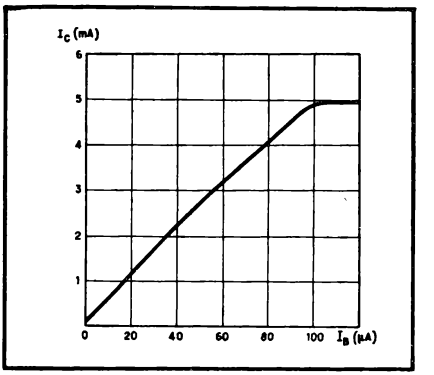


Fig. 89. — Caractéristique dynamique en commande par courant, obtenue par la droite de charge tracée dans la figure 86.

Les autres courbes de la figure 90 ont une signification pratique particulièrement importante, car il s'agit là de caractéristiques dynamiques établies pour différentes valeurs de la résistance interne de la source de commande (R_B, fig. 87 et 88). On voit qu'il suffit, en pratique, de donner à R_B une valeur supérieure à 1 kΩ pour obtenir, sur presque la totalité de la caractéristique, une linéarité qu'aucun tube électronique ne saurait montrer dans des conditions semblables. Pour tracer ces courbes, il faut déterminer, pour plusieurs valeurs de I_C, la chute de tension aux bornes de R_B et l'ajouter à la valeur

de V_B qu'indique la courbe $R_B = O$ pour les valeurs correspondantes de I_C. Il est, en effet, évident (fig. 87) que, à tout instant, $e_b = v_b + i_b R_B$.

Pour plus de précision, voici, à titre d'exemple, la procédure à utiliser pour établir la caractéristique dynamique correspondant à $R_B = 1$ kΩ. Pour $I_C = 4{,}8$ mA, la droite de charge se trouve coupée par la courbe $I_B = 100$ µA. La chute sur R_B est alors de (100 µA par 1 kΩ) = 100 mV. Pour $I_C = 4{,}8$ mA, on a également $V_B = 195$ mV, soit $E_B = 100 + 195 = 295$ mV. Avec cette valeur et celle du courant du collecteur (4,8 mA), on peut donc tracer un premier point (A) de la courbe $R_B = 1$ kΩ (fig. 90). Pour un second point, on peut se fixer $I_B = 80$ µA. La chute sur R_B est alors de 80 mV, et $I_C = 4{,}1$ mA, ce qui correspond, sur la courbe $R_B = O$, au point B'. Se reporter à droite, à une distance correspondant à 80 mV sur l'échelle des tensions, et tracer le point B. De la même manière, on trouve le point C pour $I_B = 60$ µA, etc.

En suivant ces mêmes règles, on pourra ensuite tracer les caractéristiques dynamiques correspondant aux autres valeurs de R_B.

Choix de la résistance de charge.

Lorsque la charge est une résistance pure, il est évident que la tension pointe à pointe aux bornes de cette charge ne peut dépasser la tension d'alimentation. Dans le cas d'une charge de résistance négligeable en courant continu, nous avons vu que cette limite est, à la tension de déchet près, égale

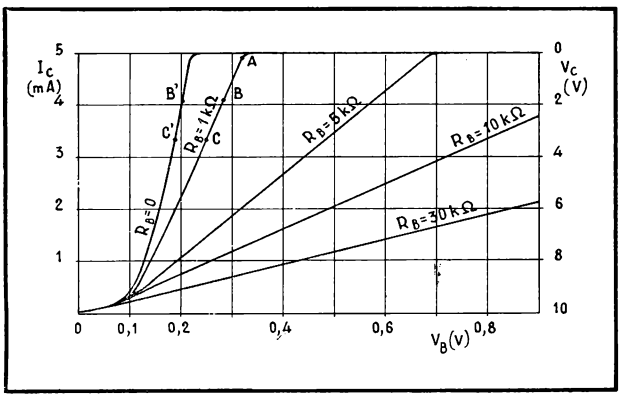


Fig. 90. — Caractéristiques dynamiques pour diverses valeurs de la résistance interne de la source de commande (R_B).

au double de la tension d'alimentation, du moins tant qu'on amplifie linéairement une tension symétrique (alternances positive et négative de même amplitude). En d'autres termes, pour une valeur donnée de la tension d'alimentation, la *puissance* alternative dissipée dans la résistance de charge (puissance de sortie) sera d'autant plus grande que la résistance de charge est plus faible. Or, une puissance importante dans une résistance faible implique une forte intensité, et également une forte dissipation dans le transistor. La puissance de sortie se trouve donc limitée de ce fait, comme nous le verrons plus en détail à propos des transistors de puissance.

En déduisant, comme nous l'avions fait plus haut, les caractéristiques de fonctionnement de la droite de charge, on peut constater que le *gain en puis-*

sance est d'autant plus réduit que la résistance de charge est plus faible, c'est-à-dire que la *puissance de sortie* est plus grande. Par contre, ce gain devient maximum quand la résistance de charge égale la résistance de sortie du transistor. Cette dernière dépend du mode de commande et du courant de collecteur; dans certaines limites, on peut donc adapter le transistor à une résistance de charge donnée en choisissant convenablement les conditions de fonctionnement.

Un tel cas est illustré par le réseau de la figure 91. La résistance de charge est donnée avec $R_C = 15$ kΩ, et on désire travailler en commande adaptée

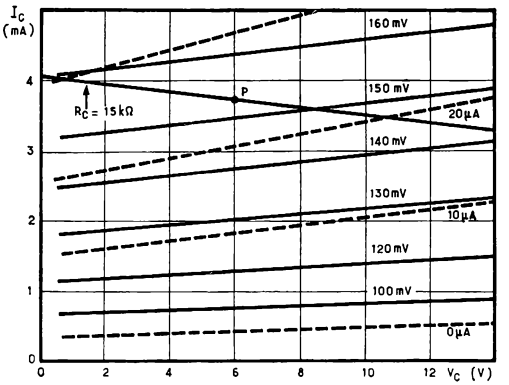


Fig. 91. — Le gain maximal en puissance est obtenu, lorsque la résistance de charge est égale à la résistance de sortie du transistor.

à l'entrée. La résistance de sortie valable dans ces conditions peut être prise comme étant égale à la moyenne de celles obtenues en commande par tension et en commande par courant. Vers 4,7 mA (fig. 91) on constate que ces deux valeurs extrêmes de la résistance de sortie, déduites des courbes correspondantes à V_B et I_B constants, sont respectivement de 20 et de 10 kΩ environ. En traçant, dans cette région, la droite de charge de 15 kΩ, on sera assuré du gain maximal en puissance. Dans le chapitre suivant, on verra que ce gain ne dépend pratiquement pas de la valeur du courant moyen de collecteur, pourvu qu'il y ait toujours adaptation à l'entrée et à la sortie.

Le point moyen de fonctionnement P, indiqué sur la droite de charge de la figure 91, serait valable pour une tension d'alimentation de 6 V, si la résistance en courant continu de la charge est négligeable (fig. 88). On voit que l'inclinaison de cette droite et, au signe près, la même que l'inclinaison moyenne des courbes à tension et courant de base constants et occupant la même région. En prolongeant la droite de charge vers la droite on pourra voir que, en présence d'une forte impulsion positive appliquée sur la base, la valeur instantanée de la tension de collecteur peut atteindre 60 V. Plus simplement, on peut obtenir cette valeur par le calcul, en remarquant qu'elle est égale au produit de la valeur maximale de I_C (4 mA) par R_C (15 kΩ).

Pour obtenir les conditions de la figure 91 avec une charge purement ohmique de 15 kΩ, il faut donc alimenter le transistor sous 60 V. Même s'il s'agit là d'un type ne supportant qu'une tension de collecteur de quelques dizaines de volts, un tel mode de fonctionnement est parfaitement permis, si

le transistor est capable de dissiper une puissance suffisante. Sa dissipation

$$P_D = I_C V_C = I_C (V_A - I_C R_C)$$

devient maximum, comme on peut le démontrer par les dérivés, pour $V_C = V_A/2$; elle est alors égale à

$$P_{DM} = \frac{V_A^2}{4 R_C}$$

soit 60 mW dans le cas de notre exemple. A condition que cette limite de dissipation soit respectée, un fonctionnement dans les conditions de la figure 91 est sans danger pour le transistor, car ce dernier ne peut « claquer » par surtension, seules les dissipations exagérées lui étant dangereuses. Cela est valable pour la charge purement ohmique ($V_A = 60V$) aussi bien que pour le transformateur de sortie ($V_A = 6V$), dans la mesure où, pour ce dernier, le phénomène de la résonance de fuite reste dans les limites habituelles.

Si on veut, comme précédemment, déduire les caractéristiques de fonctionnement du réseau de la figure 91, on constate que les signaux d'entrée sont ici beaucoup trop faibles pour qu'un tel travail puisse être précis. D'autre part, les variations de I_C sont ici suffisamment faibles dans la partie utilisée du réseau, pour qu'on puisse considérer comme *constants* la pente et les résistances de sortie. Dans le chapitre suivant, nous verrons que, dans ces conditions, les caractéristiques du fonctionnement du transistor peuvent être obtenues par le calcul avec une précision bien meilleure que celle qu'offre ici la méthode graphique.

Autre représentation du réseau de caractéristiques.

Dessiné sous la forme donnée dans les figures 85, 86 et 91, le réseau de caractéristiques est appelé *universel,* puisqu'il contient à la fois les paramètres tension et courant de base. Il s'en faut, malheureusement, que, pour autant, cette représentation soit universellement adoptée par les fabricants (1).

Dans leurs catalogues, ces derniers utilisent fréquemment le mode de représentation reproduit dans la figure 92. En haut, à droite, on voit un réseau $I_C = f(V_C)$, avec le courant de base comme seul paramètre. Déduite de ce dernier, on voit, à gauche, une courbe $I_C = f(I_B)$. En dessous, la relation entre courant et tension de base est donnée par deux courbes dont celle correspondant à une tension de collecteur nulle n'a qu'un intérêt théorique. Finalement on trouve, en bas à droite, un réseau donnant, avec le courant de base comme paramètre, la tension de base en fonction de la tension de collecteur.

Comme on va le voir d'après le mode d'emploi qui suit, l'utilisation pratique d'un tel réseau est, malheureusement, très peu commode. A titre d'exemple, nous y avons tracé une droite de charge AB valable pour une résistance de charge de 2 kΩ. En ce qui concerne la caractéristique dynamique en commande par courant, il n'y a pas de difficulté, car le paramètre courant de base est donné dans le réseau en haut à droite. Mais comme on

(1) Pour les transistors français courants, on trouvera les réseaux universels dans la collection « *Caractéristiques universelles des Transistors* », publiée par les *Editions Radio.*

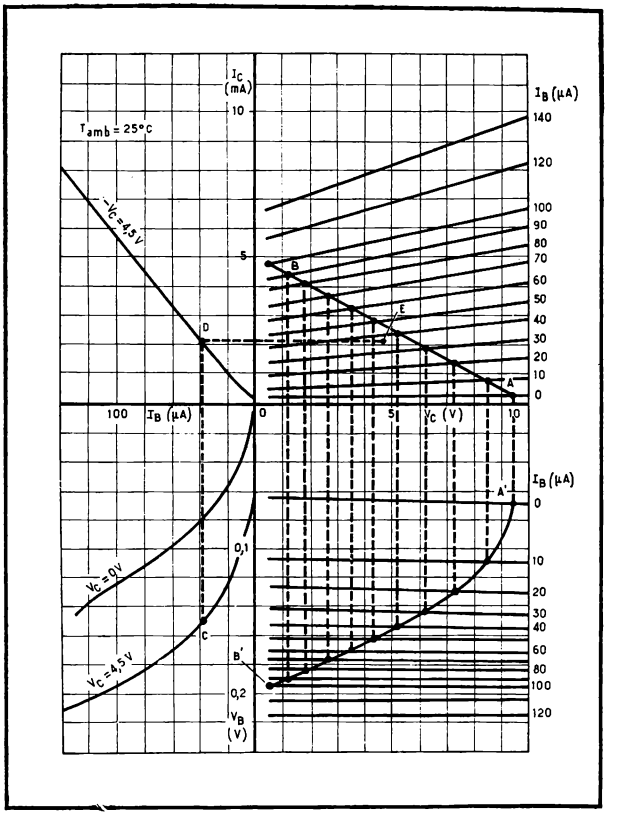


Fig. 92. — Cette représentation graphique des caractéristiques d'un transistor n'est ni commode, ni précise lorsqu'on l'utilise directement, mais on peut assez facilement la transformer en réseau universel.

sait d'avance qu'il doit s'agir là d'une droite, l'utilité du réseau n'est pas très évidente ici. La caractéristique dynamique en commande par tension est plus intéressante, puisqu'on sait qu'elle risque ne pas être linéaire sur toute son étendue. Pour l'établir, il faut d'abord chercher, sur le réseau en haut à droite, les points d'intersection de la droite de charge avec les courbes I_B (A et B, par exemple) et descendre à la verticale (droites pointillées) jusqu'à ce qu'on rencontre la courbe I_B correspondante, sur laquelle on trace un point (A' et B'). Puis, on relie tous les points ainsi obtenus en traçant la courbe A'B'. Ce travail préparatoire étant accompli, le tracé proprement dit de la caractéristique dynamique en commande par tension reste encore assez compliqué. Pour obtenir une représentation selon la figure 90, il faut, en effet, partir d'une valeur donnée de V_B sur l'échelle verticale inférieure, aller de là à la rencontre de la courbe A'B', monter de là verticalement jusqu'à la rencontre de la droite de charge, d'où ensuite on part horizontalement à gauche pour lire, sur l'échelle I_C, la valeur du courant de collecteur qui correspond à la tension de base qu'on s'est donnée. Bien entendu, la courbe A'B' n'est valable que pour une résistance de charge donnée; tout est donc à recommencer si on adopte une nouvelle valeur pour cette dernière.

Les caractéristiques de fonctionnement que nous avions énumérées à propos de la figure 86 peuvent, évidemment, être aussi déduites des réseaux de la figure 92. Mais la complication est souvent telle que nous renoncerons ici à donner un mode d'emploi, d'autant plus que les réseaux selon la figure 92 sont souvent relevés point par point, donc inexacts en régime dynamique. Avec celui de la figure 92 on trouverait ainsi que, pour $I_B > 30\ \mu A$, les deux résistances de sortie seraient égales, ce qui ne serait valable que lorsqu'on travaille à une fréquence dont l'inverse serait grand devant le double de la constante thermique du transistor, soit une fréquence inférieure à 15 Hz environ, sans intérêt pour l'amplification B.F.

Etablissement du réseau universel.

Au lieu d'utiliser directement un réseau suivant la figure 92 et son mode d'emploi compliqué, on a souvent plus vite fait de le redessiner sous forme universelle. Pour cela, on commencera à chercher une relation entre V_B et I_C pour une tension de collecteur quelconque. On prendra avantageusement $V_C = 4{,}5$ V, puisque des courbes sont données pour cette valeur dans la partie gauche du réseau. Par exemple, pour $V_B = 150$ mV (point C), on passe à la rencontre de la courbe en haut à gauche (point D) et de là, horizontalement, au point E, correspondant à $V_C = 4{,}5$ V. C'est donc par ce point que doit passer la droite correspondant à $V_B = 150$ mV. De la même façon, on peut indiquer, dans le réseau en haut à droite, les points par lesquels doivent passer les droites correspondant à d'autres valeurs de V_B.

Pour tracer ensuite les droites du paramètre tension de base, il suffit de leur donner une inclinaison qui est moitié moins grande que celle de la droite « courant » la plus proche. En effet, les résistances de sortie à tension et à courant de base constante sont approximativement dans un rapport de deux. Comme, d'autre part, la résistance de sortie est inversement proportionnelle au courant de base, on peut tracer les droites V_B *parallèlement* aux droites I_B correspondant à la moitié de la valeur de I_B vers laquelle on se trouve. Ainsi, la droite $V_B = 150$ mV (fig. 92) serait à tracer en passant par le point E (qui se trouve près de la droite $I_B = 40\ \mu A$) et parallèlement à la droite $I_B = 20\ \mu A$. L'approximation ainsi obtenue est certainement meilleure que celle que donnerait l'utilisation directe du réseau de la figure 92, inexact du fait que le relevé des tensions de base a été effectué point par point.

En redessinant ainsi le réseau sous sa forme universelle, on gagne non seulement en temps, mais aussi en précision. Il est donc étonnant que cette forme ne soit pas utilisée d'une manière plus générale. En effet, s'il existe, en dehors de la routine, une raison expliquant pourquoi tant de fabricants persistent à publier leurs caractéristiques sous une forme aussi peu commode et peu précise, nous devons prier nos lecteurs de la chercher eux-mêmes, car nous nous avouons incapable de la trouver.

PARAMÈTRES POUR SIGNAUX FAIBLES

La représentation équivalente.

Dans le chapitre précédent, les conditions de fonctionnement d'un transistor ont été déterminées dans les cas d'un étage délivrant une puissance relativement grande, la droite de charge étant utilisée sur une grande partie de son étendue. Mais, dans de nombreux cas (étages d'entrée et intermédiaires), on travaille avec des signaux d'amplitude suffisamment faible pour que, dans la partie utilisée de la droite de charge, les grandeurs caractéristiques telles que la pente, la résistance d'entrée, etc., puissent être considérées comme *constantes*. Comme on a déjà pu le voir à propos de la figure 91, la portion utilisée du réseau est alors très réduite, et une méthode graphique ne saurait être précise.

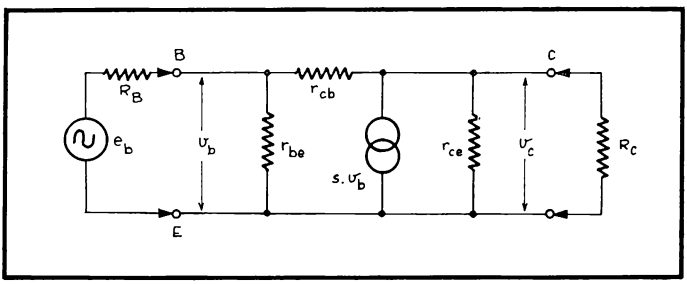


Fig. 93. — Dans cette représentation équivalente, l'effet amplificateur du transistor a été symbolisé par un générateur délivrant un courant donné par le produit de la pente (s) par la tension d'entrée (v_b).

Si un tube travaille dans de telles conditions, on n'utilise pas non plus son réseau de caractéristiques, mais un procédé mathématique basé sur la pente, la résistance interne, etc. Dans le cas du transistor, il est parfaitement possible d'utiliser un même procédé de calcul. De plus, si on se souvient de ce que nous avions dit à propos de la figure 53, on peut même y employer des notations qui sont parfaitement courantes dans le cas du tube.

Toutefois, il serait peu adroit d'utiliser, pour le transistor, une représentation équivalente dont le schéma contient un tube. On préfère donc, pour une telle représentation, une forme plus générale, telle qu'elle le montre la figure 93. Ici, le tube de la figure 53 (dont on avait supposé infinie la résis-

tance interne) a été remplacé par un *générateur de courant* (donc de résistance interne également infinie). Comme ce générateur de courant n'a pas d'électrode de commande, on exprime le fait que le courant qu'il délivre est proportionnel à la tension de base, en écrivant, à côté, la valeur de ce courant. Cette dernière est égale à sv_b, s étant la pente, et v_b la tension alternative entre émetteur et base. Bien entendu, on admet que l'amplitude de v_b est suffisamment faible pour que la pente puisse être considérée comme constante. Extérieurement au quadripôle de la figure 93, on a indiqué la source de commande e_b avec sa résistance interne R_B, ainsi que la résistance de charge R_c.

Une représentation encore un peu plus généralisée est celle de la figure 94. On y arrive en remarquant que la fraction de la tension de sortie v_c qui apparaît dans le circuit d'entrée lorsque ce dernier est ouvert (aucun générateur de commande n'étant connecté) est

$$\mu = \frac{r}{r + r_{cb}} \cong \frac{r}{r_{cb}}$$

La grandeur μ est donc ici le coefficient de contre-réaction interne. Dans la figure 94, on a assimilé son action à celle d'un générateur de tension inséré dans le circuit d'entrée. Pour exprimer que la tension que produit ce générateur est proportionnelle à la tension de sortie, on écrit, à côté, $\mu\ v_c$. Les circuits d'entrée et de sortie apparaissent ici complètement séparés; et seules les annotations auprès des générateurs montrent comment l'un dépend de l'autre.

Cette séparation permet d'écrire très facilement les équations régissant le quadripôle de la figure 94, équations qu'on obtient tout simplement en appliquant la loi d'Ohm aux générateurs et résistances qui sont en présence, et qui sont

$$v_b = i_b r - \mu v_c; \tag{11}$$

$$v_c = \frac{s\, v_b\, \varrho\, R_c}{\varrho + R_c}; \tag{12}$$

$$v_b = e_b - i_b\, R_B; \tag{13}$$

$$v_c = i_c\ R_c. \tag{14}$$

Le signe négatif dans (11) exprime le fait que la tension $\mu\, v_c$ se trouve en *opposition de phase* à $i_b r$, ce qui s'explique du fait qu'il y a contre-réaction. Avec ces équations, nous établirons, plus loin, les expressions permettant de calculer les grandeurs que, précédemment, nous avions déduites du réseau de courbes avec droite de charge.

Définition des paramètres universels.

Les paramètres s, r, μ et ϱ que nous utilisons ici et qui sont la pente, la résistance d'entrée, le coefficient de contre-réaction et la résistance de sortie, sont parfaitement courants dans le domaine du tube à vide. Pour cette raison, on les appelle *paramètres universels*. Dans le cas du transistor, leur définition est, toutefois, moins évidente que dans celui du tube, car il faut toujours res-

pecter le double aspect « courant » et « tension ». Pour la résistance de sortie, notamment, nous avons déjà vu qu'on arrive à deux valeurs différentes lorsqu'on travaille à tension ou courant de base constant.

A propos du quadripôle équivalent, nous ne raisonnons plus sur des variations d'une grandeur continue, mais sur des tensions ou courants alternatifs. Comme ceux-ci se trouvent toujours superposés à des grandeurs continues (polarisations), il n'y a, évidemment, aucune différence fondamentale avec le principe des variations. Cependant, des différences de langage existent. Ainsi, par exemple, le cas d'un transistor dont on ferme l'entrée (entre base et émetteur) par un condensateur dont la réactance est, à la fréquence de

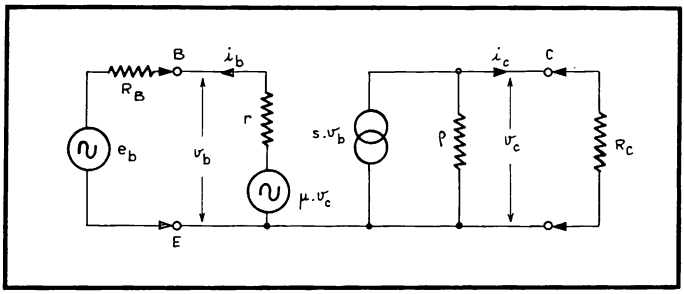


Fig. 94. — Les circuits d'entrée et de sortie paraissent parfaitement séparés dans ce quadripôle où les actions mutuelles sont symbolisées par des générateurs.

travail, faible devant la résistance d'entrée du transistor. Il est évident que ce transistor travaillera à tension de base constante; mais on peut aussi bien dire qu'il est utilisé à entrée fermée. Il en sera encore de même si la résistance interne du générateur de commande est très faible; là aussi, on dit que l'entrée est fermée. Le cas de l'*entrée ouverte,* par contre, serait celui où R_B (fig. 94) est très grande devant *r*. Il faut donc bien se rappeler que les trois expressions :

entrée fermée, tension d'entrée constante et *commande par tension* signifient la même chose; de même, sont équivalents les termes :

entrée ouverte, courant d'entrée constant et *commande par courant.*

De plus, on parlera de *sortie fermée* quand la résistance de charge est faible devant la résistance de sortie, et de *sortie ouverte* dans le cas contraire.

Cette mise au point était faite, nous pouvons enfin énoncer une définition précise des quatre paramètres universels décrivant le fonctionnement du transistor aux signaux faibles, et qui sont

r, résistance d'entrée à sortie fermée,
s, pente à sortie fermée,
μ, coefficient de contre-réaction à entrée ouverte,
ρ résistance de sortie à entrée fermée.

Ces quatre paramètres sont parfaitement suffisants pour décrire le fonctionnement d'un transistor aux signaux faibles, mais ce ne sont pas, pour

autant, les seuls qu'on puisse utiliser. Ainsi, nous avons déjà fait connaissance de l'*amplification de courant* qu'on peut déduire de deux des paramètres universels par

$$\beta = sr. \tag{15}$$

De plus, on pourrait montrer que l'expression

$$\varrho_o = \frac{1}{1/\varrho + \mu\, s} \tag{16}$$

donne la *résistance de sortie à entrée ouverte*. Ces deux paramètres sont donc en quelque sorte des auxiliaires, dont on n'a pas strictement besoin, mais qui sont quelquefois commodes à utiliser. De même, dans le cas du tube électronique, si on considère la pente et la résistance interne comme paramètres fondamentaux, le coefficient d'amplification en tension est un paramètre auxiliaire.

Mesure des paramètres universels.

Nous avons déjà pu constater que certains paramètres du transistor varient avec le courant de collecteur; d'autres dépendent, comme nous le verrons par la suite, de la tension de collecteur et de la température. Lorsqu'on indique les paramètres d'un transistor, il est donc indispensable de mentionner les conditions dans lesquelles on en a effectué la mesure. Les plus souvent ces conditions de mesure sont :

Tension de collecteur : $V_C = 6$ V;
Courant de collecteur : $I_C = 1$ mA;
Température ambiante : $T_{amb} = 25$ °C;
Fréquence de travail : $f = 1000$ Hz.

A ces conditions, que nous utiliserons pour les exemples de mesure donnés par la suite, il faut ajouter celle stipulant qu'on doit travailler avec des signaux faibles. Comme la pente est de l'ordre de 30 mA/V pour tout transistor travaillant à $I_C = 1$ mA, on voit qu'on arrive déjà à surmodulation (variation théorique de I_C plus grande que 1 mA) en travaillant avec une tension de base de 30 mV_{eff}; pour une mesure à peu près précise, il ne faudrait donc pas dépasser $V_b = 10$ ou 15 mV_{eff}.

Un procédé pour la mesure de la *résistance d'entrée* est donné dans la figure 95. La polarisation du transistor est ici effectué par une résistance R_B qu'on règle de façon à obtenir $I_C = 1$ mA. Ce courant continu peut être mesuré par un milliampèremètre inséré dans le circuit de collecteur et qu'on shunte par une forte capacité, de façon que sa résistance interne n'intervienne pas à la fréquence de mesure. Si la chute continue aux bornes de ce milliampèremètre n'est pas négligeable, il faut augmenter la tension d'alimentation en conséquence. Si on veut essayer plusieurs transistors dans ce montage, on aura avantage à utiliser, pour rendre la polarisation de base facilement ajustable, un montage potentiométrique selon la figure 75.

Les conditions d'alimentation étant ainsi fixées, on varie R_B jusqu'à ce qu'on trouve les tensions E_b et V_b, mesurées avec un millivoltmètre B.F., dans

un rapport de deux. La résistance d'entrée du transistor sera alors égale à R_B qu'on peut étalonner ou mesurer avec un ohmmètre.

Si on ne dispose pas d'un millivoltmètre B.F., on peut mesurer la *résistance d'entrée* en utilisant le schéma de la figure 96. Ici, on a prévu une résistance de charge de 1 kΩ. Comme on peut le voir d'après la figure 84, cette valeur est suffisamment faible devant la résistance de sortie du transistor à

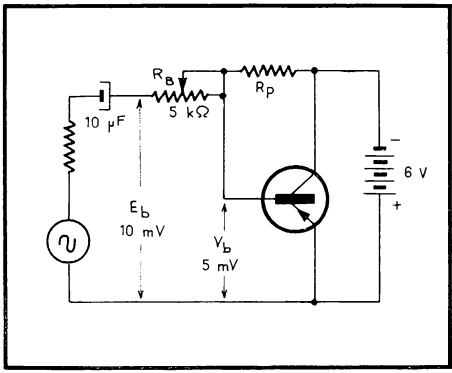


Fig. 95. — Montage pour la mesure de la résistance dynamique d'entrée.

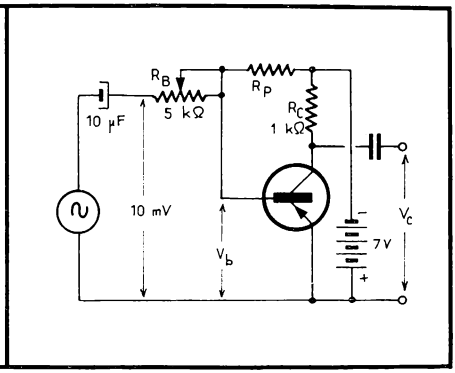


Fig. 96. — Permettant de déterminer la résistance d'entrée par un procédé indirect, ce montage est également utilisable pour la mesure de la pente.

$I_C = 1$ mA, pour qu'on travaille encore à sortie fermée. Il suffit donc de porter la tension d'alimentation à 7 V, pour compenser la chute continue sur R_C. La résistance interne du générateur de commande doit être ici inférieure à 100 Ω. Le courant de collecteur étant ajusté à $I_C = 1$ mA, on commence par faire $R_B = 0$, et on mesure V_C qu'on trouvera égale à 0,3 V environ, si la tension de commande est de 10 mV. Puis, on varie R_B jusqu'à ce que V_c tombe à la moitié de la valeur précédemment lue; et on a comme précédemment : $r = R_B$.

Le montage de la figure 96 peut également servir pour la mesure de la *pente*. Si on exprime cette dernière en milliampères par volt, elle est ici égale au rapport V_c/V_b, puisque $R_C = 1$ kΩ. Il suffit donc de mesurer ces deux tensions. Dans tous les cas, on suppose ici que la résistance de polarisation est suffisamment grande devant la résistance d'entrée du transistor pour qu'on puisse en négliger l'influence.

L'amplification en courant peut être mesurée par le schéma de la figure 97. La résistance R_B a été choisie suffisamment grande devant la résistance d'entrée du transistor pour qu'on travaille en commande par courant. Le courant de base étant E_b/R_B, et le courant de collecteur V_c/R_c, le gain en courant est donné par

$$\beta = \frac{R_C E_b}{V_c R_B}.$$

Si on trouve V_c supérieure à 0,5 V_{eff}, l'amplitude du signal de commande est trop grande. Il faut alors ou augmenter R_B ou diminuer E_b.

La mesure du *coefficient de contre-réaction interne* peut être effectuée à l'aide du montage de la figure 98. Dans cet exemple, on superpose à la tension continue d'alimentation une tension alternative de 2 V_{eff}, prélevée d'un générateur B.F. suivi d'un transformateur permettant le passage du courant continu de collecteur. Avec un millivoltmètre B.F., on mesure V_b; et on trouve

$$\mu = \frac{V_b}{V_c}.$$

Le coefficient de contre-réaction interne étant de 0,01 % dans un transistor à alliage courant, on ne s'étonnera pas, si on ne trouve qu'une fraction de millivolt lors de la mesure de V_b.

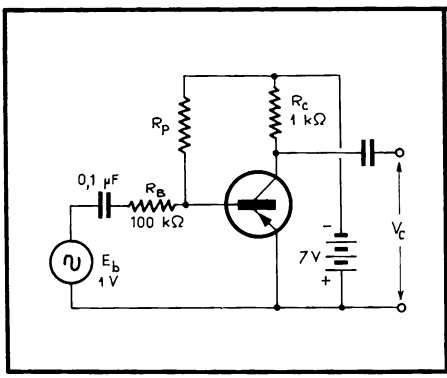


Fig. 97. — Montage pour la mesure dynamique de l'amplification de courant.

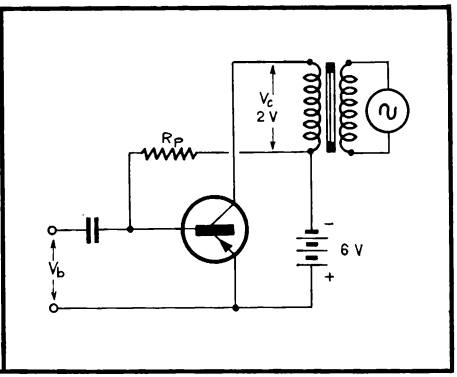


Fig. 98. — Mesure du coefficient de réaction interne.

Finalement, la *résistance de sortie* peut être déterminée à l'aide du schéma de la figure 99. Pour que V_2 puisse être mesurée sans appareil spécial, on a donné ici à R_C une valeur de 10 kΩ, la chute de tension correspondante étant compensée en portant la tension d'alimentation à 16 V. Si on constate que cela ne suffit pas, on peut faire $R_C = 20$ kΩ et alimenter sous 26 V, etc. Les chutes de tension étant proportionnelles aux résistances aux bornes desquelles elles prennent naissance, on trouve

$$\varrho = R_C \frac{V_e}{V_2}.$$

Il s'agit là, bien entendu, de la résistance de sortie à entrée fermée. Si on veut obtenir celle à entrée ouverte (ϱ_o), il suffit de déconnecter le condensateur d'entrée C_b.

Si on ne dispose que d'un voltmètre électronique donnant, en alternatif, 1V environ à déviation totale, on ne peut mesurer que r, β, ϱ et ϱ_o. Mais cela

est suffisant, car les paramètres s et μ peuvent être déterminés par le calcul, en utilisant les expressions (15) et (16).

Déduction des paramètres du réseau de courbes.

Si on dispose d'un réseau universel suffisamment dense et précis, on peut l'utiliser pour en déduire les paramètres du transistor. Mais puisque ces paramètres varient avec le courant et avec la tension de collecteur, il faut les définir dans une région suffisamment restreinte du réseau. Pour l'exemple donné ci-après, nous utiliserons, dans le réseau de la figure 86, la partie

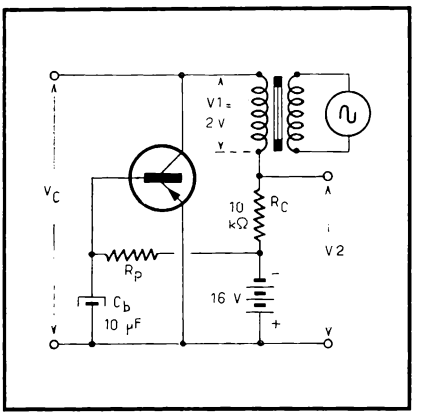


Fig. 99. — Ce montage permet la mesure des résistances de sortie à entrée fermée ou ouverte; le condensateur C_b est à déconnecter dans le second cas.

encadrée par un trait pointillé épais et qui se trouve reproduite agrandie dans la figure 100. Pour cette région, les valeurs moyennes de tension et courant de collecteur sont de 6 V et 3 mA respectivement; c'est donc uniquement pour ces valeurs que les grandeurs déterminées seront valables.

Dans la figure 100, on peut définir les grandeurs :

$$\Delta I_B = 10\ \mu A;$$
$$\Delta I_1 = 0{,}13\ mA;$$
$$\Delta I_2 = 0{,}17\ mA;$$
$$\Delta I_3 = 0{,}7\ mA;$$
$$\Delta I_4 = 0{,}59\ mA;$$
$$\Delta V_B = 10\ mV;$$
$$\Delta V_C = 2\ V.$$

La pente, donnée par les variations de courant de collecteur et de tension de base, est ainsi

$$s = \frac{\Delta I_3}{\Delta V_B} = 70\ mA/V.$$

Pour la résistance d'entrée (variations de courant et de tension de base), on trouve :

$$r = \frac{\Delta I_4 \, \Delta V_B}{\Delta I_B \, \Delta I_3} = 0{,}85 \text{ k}\Omega;$$

et pour la résistance de sortie (variations de tension et de courant de collecteur) :

$$\rho = \frac{\Delta V_C}{\Delta I_1} = 15{,}5 \text{ k}\Omega.$$

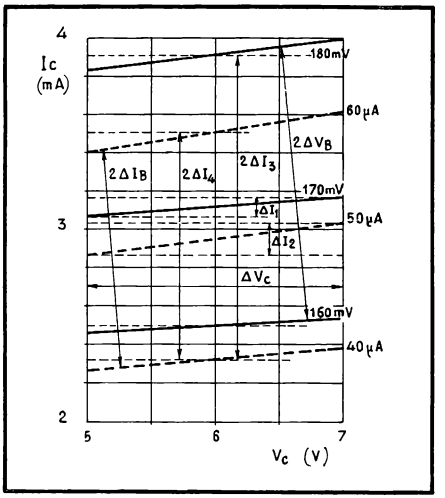


Fig. 100. — Il est possible de déduire les paramètres universels du réseau de même nom.

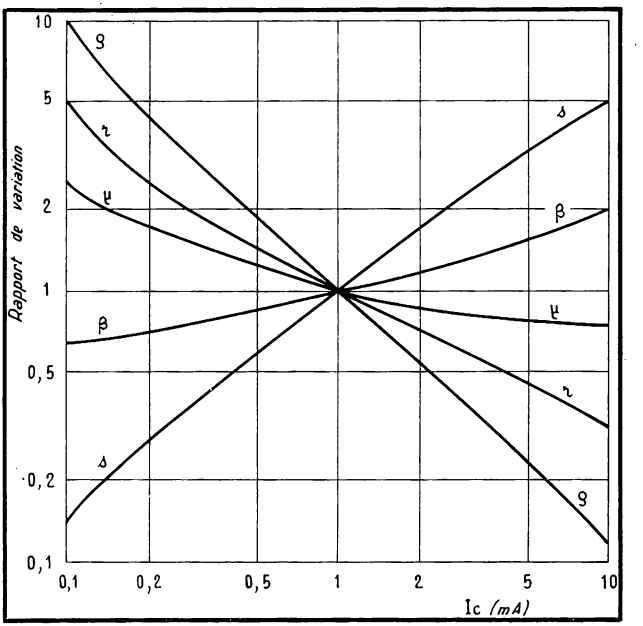


Fig. 101. — Variation des paramètres en fonction du courant de collecteur, la tension de collecteur étant de 5 V, et la température de jonction de 25 °C.

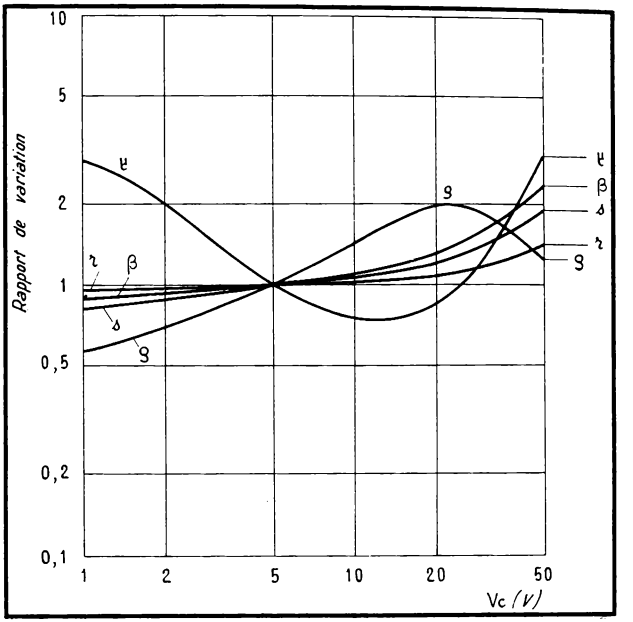


Fig. 102. — Variation des paramètres en fonction de la tension de collecteur, le courant de collecteur étant de 1 mA et la température de jonction de 25 °C.

Accessoirement, on peut encore déterminer les paramètres « amplification de courant »

$$\beta = \frac{\Delta I_4}{\Delta I_B} = 59,$$

et « résistance de sortie à entrée ouverte »

$$\rho_o = \frac{I_2}{V_C} = 11{,}8 \text{ k}\Omega.$$

Seul, le coefficient de contre-réaction, μ, présente quelques difficultés, car le réseau n'est pas assez dense pour qu'on puisse le déterminer directement. Il faut donc effectuer un calcul intermédiaire qui aboutit à

$$\mu = \frac{(\Delta I_2 - \Delta I_1)\ \Delta V_B}{\Delta V_C\ \Delta I_3} = 0{,}285 \cdot 10^{-3}.$$

Variations des paramètres.

Les courbes de la figure 101 montrent comment varient les paramètres universels, auxquels on a ajouté l'amplification de courant, β, en fonction du *courant de collecteur*. C'est par le rapport de multiplication, indiqué en ordonnée, qu'il faut multiplier la valeur que possède le paramètre à $I_C = 1$ mA,

lorsqu'on cherche à définir ce paramètre pour une valeur différente du courant de collecteur.

Le transistor utilisé ici montre une assez bonne proportionnalité entre la résistance de sortie et l'inverse du courant de collecteur. Il n'en est déjà plus de même pour la résistance d'entrée; et la variation de la pente suit une loi assez différente de la théorie prévoyant cette pente comme étant proportionnelle au courant de collecteur. Les paramètres β et μ sont ceux qui varient le moins.

Les lois de variation indiquées par la figure 101 comme, d'ailleurs, par les deux figures suivantes, restent assez bien valables d'un échantillon à l'autre d'un même type de transistor. Elles dépendent, en revanche, du procédé de fabrication, mais cela dans des limites suffisamment étroites pour que leur allure générale reste valable pour n'importe quel transistor.

La figure 102 permet de voir que, dans leur ensemble, les paramètres varient beaucoup moins avec la *tension de collecteur* qu'avec le courant de collecteur. C'est seulement lorsqu'on s'approche de la tension maximum que le transistor est capable de supporter, que ces variations deviennent importantes pour certains des paramètres.

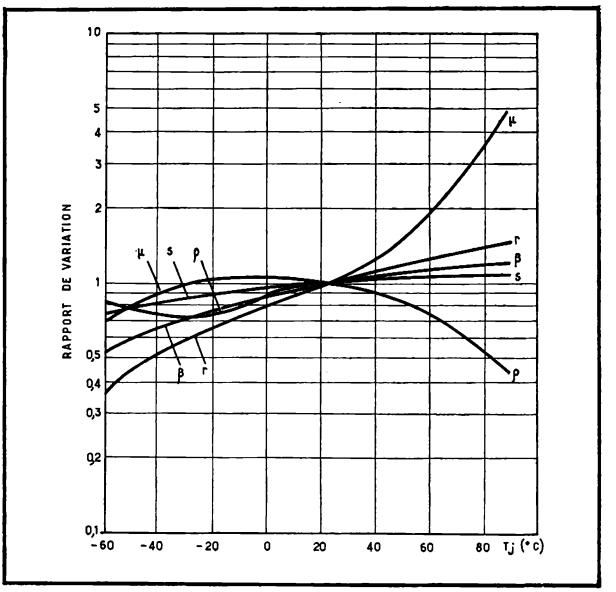


Fig. 103. — Variation des paramètres en fonction de la température (T_j) de la jonction base-collecteur, tension et courant de collecteur étant de 5 V et 1 mA respectivement.

Finalement, la figure 103 indique les variations des paramètres en fonction de la température de jonction. On voit que ces variations sont peu importantes pour les températures auxquelles un transistor est normalement exposé. Mais il faut préciser qu'il s'agit là uniquement de paramètres dynamiques et que, lors de la mesure, on a pris soin d'ajuster, après chaque variation de la température, la polarisation de base sur un courant continu de collecteur à $I_C = 1$ mA. Comme ce courant continu de collecteur croît fortement avec la température, on aurait, sans cette précaution, obtenu des variations de paramètres bien plus importantes.

Calcul des grandeurs d'utilisation.

Nous avons dit que les paramètres auxquels ce chapitre est consacré nous serviront pour calculer toute la série de grandeurs d'utilisation que nous avions auparavant déduites du réseau de la figure 86. Si nous n'en arrivons que maintenant à ces calculs, c'est parce que nous avons d'abord voulu montrer exactement ce que sont ces paramètres, pour qu'on comprenne bien qu'ils ne sont utilisables qu'aux *signaux faibles,* et à condition qu'on se trouve bien dans les *conditions de fonctionnement* (température, tension et notamment courant de collecteur) pour lesquelles ils sont valables.

C'est en partant des équations fondamentales régissant le quadripôle de la figure 94 que nous effectuerons ces calculs. Nous allons commencer par déterminer la résistance d'entrée d'un transistor dans le cas où sa résistance de charge est quelconque. Dans ces conditions, cette résistance d'entrée r' sera, à cause de la contre-réaction interne, différente du paramètre r.

De toute évidence, cette nouvelle résistance d'entrée sera donnée par le rapport

$$r' = \frac{v_b}{i_b}.$$

Résolvant l'équation (12) par rapport à v_b, on trouve

$$v_b = \frac{v_c\ (\varrho + R_c)}{s\ \varrho\ R_c}. \qquad (17)$$

En remplaçant (17) dans (11), et en résolvant par rapport à i_b, on obtient

$$i_b = \frac{v_c\ (\varrho + R_c + \mu\ s\ \varrho\ R_c)}{r\ s\ \varrho\ R_c}. \qquad (18)$$

Pour calculer r', il suffit donc maintenant de diviser (17) par (18) ce qui donne, toutes simplifications faites,

$$r' = \frac{r\ (\varrho + R_c)}{R_c + \mu\ s\ \varrho\ R_c + \varrho}.$$

De la même manière, on pourrait déterminer la pente dynamique, les gains en tension, en courant, en puissance, etc. Cependant, de tels calculs sont, à vrai dire, assez stériles; lorsque quelqu'un les a déjà effectués, ce n'est qu'en cas d'erreur qu'on pourrait trouver autre chose. Nous avons donc préféré résumer les expressions trouvées dans un tableau, et cela en posant, pour simplifier l'écriture,

$$R_c + \mu\ s\ \varrho\ R_c + \varrho = P.$$

Dans ce tableau, les expressions complètes figurent en premier lieu, et sont suivies par celles qui sont valables lorsque la résistance de sortie est grande devant la résistance de charge, — ce qui est très souvent le cas dans la pratique de l'amplification B.F.

Résistance d'entrée	r'	$= \frac{v_b}{i_b}$	$= \frac{r(\rho + R_c)}{P}$	$\cong \frac{r}{1 + \mu s R_c}$	(19)
Résistance de sortie	ρ'	$= \frac{v_c}{i_c}$	$= \frac{\rho (r + R_B)}{R_B + s \mu \rho R_B + r}$	$\cong \frac{r + R_B}{\mu s R_B}$	(20)
Gain en courant	β'	$= \frac{i_c}{i_b}$	$= \frac{s r \rho}{P}$	$\cong \frac{s r}{1 + \mu s R_c}$	(21)
Gain en tension	A	$= \frac{v_c}{v_b}$	$= \frac{-s \rho R_c}{\rho + R_c}$	$\cong -s R_c$	(22)
Gain d'insertion en tension	A_{ins}	$= \frac{v_c}{e_b}$	$= \frac{-s \rho r R_c}{P R_B + r (R_c + \rho)}$	$\cong \frac{-s r R_c}{R_B (1 + R_c \mu s) + r}$	(23)
Pente dynamique (conductance de transfert)	S'	$= \frac{i_c}{v_b}$	$= \frac{s \rho}{\rho + R_c}$	$\cong s$	(24)
Gain en puissance	G	$= \frac{i_c v_c}{i_b v_b}$	$= \frac{s^2 \rho^2 r R_c}{P (R_c + \rho)}$	$\cong \frac{s r}{\mu + 1/s R_c}$	(25)
Gain composite en puissance	GC	$= \frac{4 R_B v_c i_c}{e_b^2}$	$= 4 R_B R_C \left(\frac{s r \rho}{r (\rho + R_c) + P R_B}\right)^2$	$\cong 4 R_B R_c \left(\frac{s r}{r + R_B R_C \mu s + R_B}\right)^2$	(26)
Gain d'insertion en puissance	GI	$= \frac{v_c i_c (R_B + R_C)^2}{R_c e_b^2}$	$= \left(\frac{(R_B + R_c) s \rho r}{P R_B + r (R_c + \rho)}\right)^2$	$\cong \left(\frac{s r (R_B + R_c)}{R_B + R_B R_c \mu s + r}\right)^2$	(27)
Gain disponible en puissance	GD	$= \frac{v_c^2 R_B}{e_b^2 \rho}$	$= R_B \rho \left(\frac{s r}{R_B (\rho \mu s + 2) + 2 r}\right)^2$		(28)
Gain maximal en puissance	GM	$= \frac{s^2 r \rho}{(1 + \sqrt{1 + s \mu \rho})^2}$			(29)
Résistance de sortie à l'adaptation	R_{Cadp}	$= \frac{\rho}{\sqrt{1 + s \mu \rho}}$			(30)
Résistance d'entrée à l'adaptation	R_{Badp}	$= \frac{r}{\sqrt{1 + s \mu \rho}}$			(31)

$$P = R_c + \mu s \rho R_c + \rho$$

Comme on le voit d'après ce tableau, le gain d'un transistor peut être compris de différentes façons. Ainsi, le gain en tension peut être mesuré directement entre entrée et sortie de l'étage (22), mais on peut également définir un *gain d'insertion* comparant la tension que fournirait la source de commande *à vide* à celle qu'on obtient à la sortie de l'étage (23).

Dans le cas du gain en puissance on peut même définir cinq notions différentes. La plus courante est celle qui compare la puissance obtenue à la sortie du transistor à celle dissipée dans le circuit d'entrée (25). Le *gain composite* (26), par contre, est celui donné par le rapport entre la puissance de sortie, et la puissance maximale qu'est susceptible de fournir la source de commande, lorsqu'elle est adaptée de façon optimale. Le *gain d'insertion* (27) en est légèrement différent, puisqu'ici on compare la puissance que fournit le transistor dans sa résistance de charge avec celle que la source de commande aurait fournie, si on l'avait directement reliée à cette même résistance de charge. Le *gain disponible* (28) est valable, lorsque le transister est parfaitement adapté à la sortie; il lie la puissance ainsi obtenue à la puissance maximale que la source de commande est susceptible de fournir. Finalement, le *gain maximal* (29) est celui qu'on obtient lorsque le transistor est parfaitement adapté à l'entrée comme à la sortie; les relations (30) et (31) donnent les valeurs des résistances de charge et interne de générateur de commande à utiliser dans ce cas.

Calcul de la polarisation.

En dehors des grandeurs dynamiques de fonctionnement, les paramètres permettent aussi de déterminer la résistance de polarisation. En effet, le courant de collecteur étant donné par

$$I_C = I_{CO} + \beta I_B,$$

on trouve, en négligeant la tension continue émetteur-base,

$$R_P = \frac{V_A}{I_B} = \frac{\beta V_A}{I_C - I_{CO}}, \qquad (32)$$

V_A étant la tension d'alimentation.

Si la charge est une résistance pure, et si on désire que le point moyen de fonctionnement soit situé au milieu de la droite de charge, le courant moyen de collecteur sera

$$I_C = \frac{V_A}{2 R_C},$$

et la résistance de polarisation

$$R_P = \frac{2 \beta R_C V_A}{V_A - 2 R_C I_{CO}} \cong 2 \beta R_C, \qquad (33)$$

la seconde forme étant valable, lorsque le courant initial I_{CO} est suffisamment faible pour qu'on puisse le négliger devant le courant total de collecteur.

Par un raisonnement analogue, on trouve, dans le cas où la résistance en courant continu de la charge est négligeable,

$$R_P = \frac{\beta R_C V_A}{V_A - R_c I_{CO}} \cong \beta R_C. \qquad (34)$$

Pour être tout à fait précis, il faudrait utiliser, dans ces calculs, la valeur statique de l'amplification de courant, et non pas le paramètre β qui est une grandeur dynamique. Mais, en pratique, l'erreur résultant d'une telle confusion reste négligeable.

Autres représentations équivalentes.

La représentation universelle, utilisée ici, possède l'avantage de faire appel à des termes parfaitement connus dans le domaine du tube électronique. Permettant ainsi d'apprécier par comparaison directe l'énorme différence qui existe entre tube et transistor, son avantage est essentiellement *pédagogique*. Elle permet, de plus, un passage rapide vers le quadripôle valable en haute fréquence, comme nous le verrons par la suite.

Cela n'empêche pas qu'au moins une cinquantaine d'autres représentations équivalentes sont possibles. Quelquefois on aboutit alors à des paramètres qu'il est impossible de mesurer en pratique, ce qui n'exclut pas de telles représentations d'être utilisées dans la littérature. Comme il serait aussi fastidieux qu'inutile de faire l'énumération détaillée de toutes les formes de quadripôles possibles et imaginables, nous nous sommes contenté d'en mentionner les principales dans l'appendice terminant ce livre.

Dans les notices des fabricants, on voit souvent des paramètres notés h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e}. Ici, le symbole h (hybride) signifie successivement une résistance, un rapport de courants, un rapport de tensions, une conductance. Il est ainsi très difficile de reconnaître *a priori* la dimension d'un de ces paramètres. Les petits numéros en indice sont prévus pour qu'on inscrive, lorsqu'on fait du calcul matriciel, les paramètres dans les cases correspondantes. Finalement, l'indice *e* indique que le transistor est normalement utilisé, c'est-à-dire que le signal de commande est appliqué entre base et émetteur, celui de sortie étant prélevé entre collecteur et émetteur. Dans le chapitre suivant, nous verrons qu'il existe, pour le transistor, d'autres principes d'utilisation.

L'avantage de ce système de paramètres est donc avant tout *mathématique;* grâce au calcul matriciel, on peut établir les formules correspondant à celles de notre tableau (19 à 31) d'une façon quelque peu plus élégante que celle que nous avons utilisée à propos des expressions (17) et (18). Mais cet avantage est extrêmement stérile, puisqu'il suffit d'établir ces formules une fois pour toutes. L'utilisateur n'a donc pas besoin de s'occuper de leur calcul, à moins qu'il ne soupçonne une erreur. A côté de cet avantage mathématique assez abstrait, les paramètres hybrides possèdent, par rapport aux paramètres universels, de nombreux inconvénients. Ils sont difficiles à retenir, ne rappellent pas la réalité physique (résistance, rapport de courants, etc.) qu'ils

sont censés exprimer, utilisent des notions qui ne sont pas courantes dans le domaine du tube électronique et qui ne permettent pas, de ce fait, de comparaison directe, rendent très difficile le passage au quadripôle décrivant le transistor H.F., et sont, de plus, d'une écriture assez compliquée.

Les expressions auxquelles ils aboutissent ne sont, dans l'ensemble, guère plus difficiles à utiliser que celles (19 à 31) déduites des paramètres universels. Mais comme il faut traîner tous ces petits numéros d'indice dans toutes les formules, on arrive à une écriture plutôt envahissante, tout en augmentant considérablement la possibilité des erreurs fortuites. Nous espérons donc que nos lecteurs, ainsi que les typographes composant ce livre, ne nous en voudront pas d'avoir adopté des paramètres tels que r, s, μ, ϱ, n'ayant pas besoin d'indices pour exprimer leur signification.

Mais pour éviter que le caractère abstrait des paramètres hybrides, si souvent utilisés par les fabricants, n'inspire des sentiments d'infériorité à nos lecteurs, nous tenons à mentionner déjà ici que, au fond, ces paramètres ne sont pas tellement différents de ceux que nous connaissons déjà. En effet, il suffit d'adopter une écriture un peu moins rébarbative, pour trouver

$$h_{11e} = r, \qquad h_{21e} = \beta,$$
$$h_{12e} = \mu, \qquad h_{22e} = 1/\varrho_o.$$

En appendice, on trouvera des indications supplémentaires sur cette représentation équivalente ainsi que des renseignements sur d'autres. Les expressions permettant de passer d'un système de paramètres à l'autre y seront également données.

LES TROIS MONTAGES FONDAMENTAUX

Montage émetteur commun (E.C.).

Le mode de branchement que nous avons considéré exclusivement jusqu'ici est le montage *émetteur commun*. Comme on le voit dans la figure 104, on applique le signal entre émetteur et base et on prélève la tension amplifiée entre émetteur et collecteur. C'est donc bien l'émetteur qui est, dans ce montage, l'électrode commune pour les signaux d'entrée et de sortie.

Le montage émetteur commun est, de loin, le plus fréquemment utilisé des trois montages fondamentaux, car il est celui qui permet d'obtenir le gain le plus important. Dans la grande majorité des cas, c'est également le montage qui donne la meilleure amplification en H.F. C'est finalement aussi en émetteur commun qu'on obtient les valeurs les plus voisines et les plus commodes pour les résistances d'entrée et de sortie.

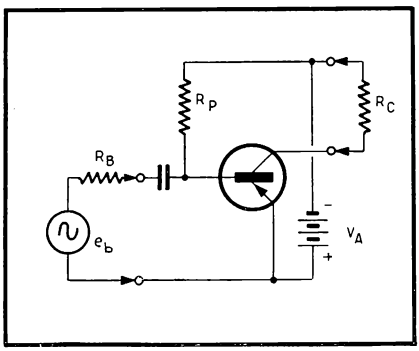


Fig. 104. — Le montage dans lequel le transistor est habituellement utilisé est celui où l'émetteur est l'électrode commune des circuits d'entrée et de sortie.

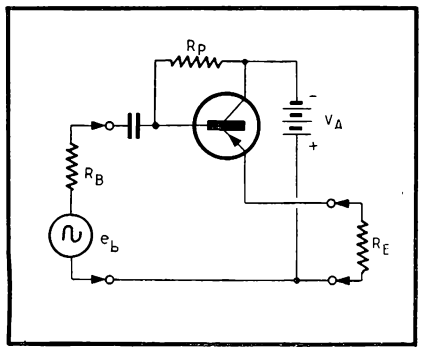


Fig. 105. — Le montage collecteur commun se distingue par une résistance d'entrée relativement forte et une résistance de sortie faible.

L'étude précédente ayant été entièrement consacrée à ce montage, nous supposerons ses propriétés connues. Dans le présent chapitre, nous nous contenterons donc de comparer les deux autres montages fondamentaux au montage émetteur commun.

Montage collecteur commun (C.C.).

Par son importance pratique, le montage collecteur commun est le deuxième des trois montages fondamentaux. Comme on le voit dans la

figure 105, la résistance de charge (R_E) se trouve ici insérée dans la connexion d'émetteur, le signal de commande étant appliqué entre base et collecteur, à travers la source d'alimentation. Cette dernière peut également (fig. 106) être placée en série avec la résistance de charge, mais ce montage est plus rarement utilisé, puisque cette source d'alimentation, se trouvant avec le négatif à la masse, n'est alors facilement utilisable pour d'autres étages que

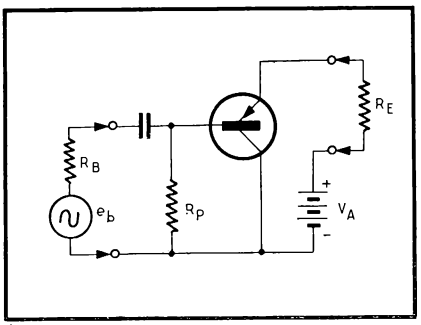


Fig. 106. — Dans cette version du montage collecteur commun, la source d'alimentation se trouve directement connectée en série avec la résistance de charge R_E.

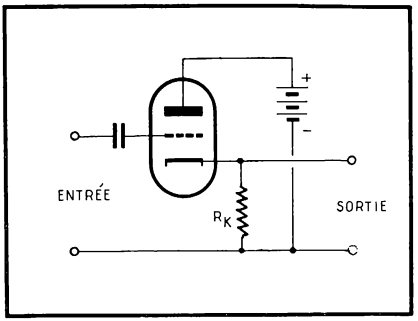


Fig. 107. — Dans le cas du tube à vide, l'amplificateur à charge cathodique correspond au montage collecteur commun.

si ceux-ci sont équipés de transistors *n-p-n*. Toutefois, le schéma de la figure 106 permet de voir plus facilement que c'est bien ici le *collecteur* qui est l'électrode commune pour entrée et sortie.

Dans le domaine du tube électronique, l'équivalent du montage C.C. (collecteur commun) est le montage « plaque commune », plus fréquemment appelé « amplificateur cathodique » ou « cathodyne », représenté dans la figure 107. Comme on l'avait fait pour le montage E.C. (émetteur commun), à propos des figures 53, 93 et 94, on peut maintenant utiliser la représentation de la figure 107 pour établir un quadripôle équivalent suivant la figure 108. Comme, à la sortie, émetteur et collecteur se trouvent inversés par rapport à la figure 93, la pente doit recevoir le signe négatif. Pour obtenir le courant délivré par le générateur symbolisant l'effet d'amplification du transistor, il faut multiplier cette pente par la tension émetteur-base, ici égale à la différence entre les tensions base-collecteur (v_{bc}) et émetteur-collecteur (v_{ec}).

En partant de cette représentation, on peut établir les *paramètres universels* du montage C.C. Commençons par la résistance d'entrée qui est définie à sortie fermée. Dans ces conditions, il est évident que les paramètres C.C. et E.C. sont égaux, soit

$$r_c = r. \tag{35}$$

La pente étant également mesurée à sortie fermée, c'est-à-dire pour $v_{ec} = 0$ et $v_{bc} = v_{be}$, il est évident qu'on a dans l'émetteur la somme des courants de collecteur et de base, si bien que

$$s_c = -\left(s + \frac{1}{r}\right) \cong -s \tag{36}$$

Quant au coefficient de réaction interne, qui indique la fraction de la tension de sortie apparaissant sur l'entrée ouverte, il est ici

$$\mu_c = \frac{r_{cb}}{r_{cb} + r_{be}},$$

donc très voisin de l'unité. En effet, un calcul plus précis montrerait que

$$\mu_c = 1 - \mu \cong 1. \qquad (37)$$

Le montage C.C. travaille ainsi avec une contre-réaction interne très forte, ce qui explique les énormes variations que montrent ses résistances d'entrée et de sortie en fonction respectivement de celles de charge et d'attaque, son

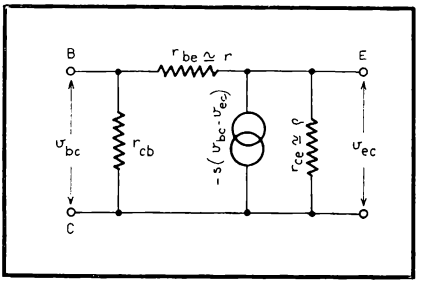


Fig. 108. — Quadripôle équivalent au montage collecteur commun, montrant les diverses résistances internes du transistor.

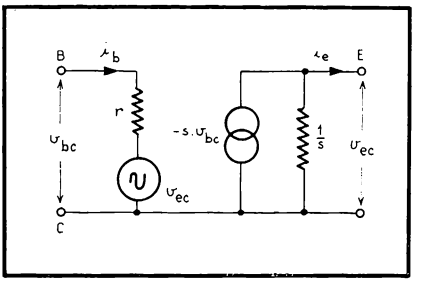


Fig. 109. — Le quadripôle de la figure 108 a été redessiné de façon qu'on puisse appliquer les paramètres universels.

faible gain en puissance, et son excellente linéarité. Ces propriétés seront détaillées plus loin.

La nouvelle *résistance de sortie* à entrée fermée sera, si on ne tient pas compte de ρ qui est très grande devant r,

$$\rho_c = \frac{v_{ec}}{i_e} = \frac{v_{cc}}{\frac{v_{ec}}{r} + v_{ec}\, s} \cong \frac{1}{s}. \qquad (38)$$

A entrée fermée, la résistance de sortie du montage C.C. est donc très faible (30 Ω environ pour $I_c = 1$ mA). On retrouve là une des propriétés de l'amplificateur cathodique. Mais il en est autrement à entrée ouverte où, selon toute évidence, on doit trouver la même résistance de sortie qu'en E.C., soit

$$\rho_{co} = \rho_o. \qquad (39)$$

L'amplificateur cathodique est également connu pour sa forte résistance d'entrée. Pour retrouver cette propriété dans le cas du montage C.C., il suffit de le considérer à sortie ouverte; on trouve alors

$$r_{co} = \frac{r}{\mu}.$$

Il n'est donc pas rare de trouver, en pratique, des résistances d'entrée de l'ordre du mégohm; et il devient alors très difficile de polariser le transistor sans que la résistance de polarisation diminue la résistance d'entrée.

Le montage C.C. amplifie *sans inversion de phase*. En effet, si, sous l'action du signal, la base devient *plus positive*, les courants de collecteur et d'émetteur diminuent, car le potentiel de la base se rapproche de celui de l'émetteur. La chute de tension sur R_s diminue, et l'émetteur devient également *plus positif*.

Ce même raisonnement nous montre que la tension d'émetteur sera toujours inférieure à la tension de base; le *gain en tension* du montage C.C. est ainsi toujours *inférieur à l'unité*. Comme le courant de sortie est égal à la somme des courants de collecteur et de base ($i_e = i_c + i_b$), l'amplification de courant sera d'une unité plus grande qu'en E.C., soit :

$$\beta_c = \beta + 1.$$

En pratique, on ne fait donc guère d'erreur en posant $\beta_c = \beta$.

Expressions régissant le montage collecteur commun.

En utilisant les expressions (35 à 38), on arrive au quadripôle de la figure 109 qui, aux annotations près, est le même que celui de la figure 94. Après avoir transformé ainsi les paramètres, on peut donc, pour calculer les propriétés d'un étage C.C., utiliser purement et simplement les expressions (19) à (31). Cependant de nombreuses simplifications étant possibles en pratique, il suffit, dans la majorité des cas, d'utiliser les expressions approchées données ci-après.

Résistance d'entrée
$$r_c' = \frac{v_{bc}}{i_b} = r\,(1 + s\,R_e) \qquad (40)$$

Résistance de sortie
$$\rho_c' = \frac{v_{ec}}{i_e} = \frac{1}{s} + \frac{R_B}{rs} \qquad (41)$$

Gain en courant
$$\beta_c' = \frac{i_c}{i_b} = -\,r\,s \qquad (42)$$

Gain en tension
$$A = \frac{v_{ec}}{v_{bc}} = \frac{s\,R_e}{1 + s\,R_e} \qquad (43)$$

Gain d'insertion en tension
$$A_{ins} = \frac{v_{ec}}{e_b} = \frac{s\,r\,R_e}{r + s\,r\,R_e + R_B} \qquad (44)$$

Pente dynamique (conductance de transfert)
$$s_c' = \frac{i_e}{v_{bc}} = \frac{-\,s}{1 + s\,R_e} \qquad (45)$$

Gain en puissance
$$G = \frac{i_e\,v_{ec}}{i_b\,v_{bc}} = \frac{s^2\,r\,R_e}{1 + s\,R_e} \qquad (46)$$

Gain d'insertion en puissance
$$GI = \frac{v_{ec}\,i_e\,(R_B + R_e)^2}{R_e\,e_b^2} = \frac{s\,r\,(R_B + R_e)}{R_B + r\,s\,R_e + r} \qquad (47)$$

Gain maximal en puissance
$$GM = s\,r \qquad (48)$$

Résistance d'entrée à l'adaptation
$$R_{Badp} = \frac{r}{\sqrt{1 - (1 - \mu)\,\dfrac{r\,s}{1 + r\,s}}} \qquad (49)$$

Résistance de sortie à l'adaptation
$$R_{Eadp} = \frac{1}{s\sqrt{1 - (1 - \mu)\,\dfrac{r\,s}{1 + r\,s}}} \qquad (50)$$

Comme précédemment, on peut utiliser ici les paramètres pour le calcul de la *résistance de polarisation.* La chute de tension aux bornes de cette résistance pouvant être assimilée à la différence entre les tensions d'alimentation (V_A) et d'émetteur ($V_E = I_E R_E$), on trouve pour la résistance de polarisation

$$R_P = \frac{V_A - V_E}{I_B} = \frac{\beta_c (V_A - V_E)}{I_E} = \beta_c \left(\frac{V_A}{I_E} - R_E \right).$$

Dans la dernière expression, R_E est la résistance en courant continu de la charge, quelle qu'en soit la nature.

Réseau de caractéristiques du montage collecteur commun.

Comme on peut calculer les paramètres du montage C.C. en partant de ceux du montage E.C., on peut également établir un réseau universel de caractéristiques sans effectuer de nouvelles mesures. Ce réseau devra donner le courant d'émetteur en fonction de la tension émetteur-collecteur, avec le courant de base et la tension base-collecteur comme paramètres.

En ce qui concerne les courbes à courant de base constant, elles se confondent pratiquement avec celles du réseau E.C. Pour être tout à fait exact, il faudrait tenir compte du fait que le courant d'émetteur constitue la somme des courants de base et de collecteur, ce qui reviendrait à décaler chacune des courbes, sur l'échelle des courants, de la valeur correspondante du courant de base. Ainsi, le point de courbe $I_B = 100$ µA, se trouvant à $I_C = 5$ mA dans le réseau E.C., devra passer à $I_E = 4{,}9$ mA, dans le réseau C.C.

La modification est beaucoup plus importante en ce qui concerne les courbes à tension base-collecteur constante, puisque celles-ci sont à établir de façon que, en chaque point, leur valeur nominale soit égale à la somme des tensions émetteur-base et émetteur-collecteur. Un réseau redessiné de cette façon, en partant de celui de la figure 86, a été représenté dans la figure 110. La très forte inclinaison des courbes à tension de base constante traduit la résistance de sortie très faible que possède le montage C.C. en commande par tension. En traçant une droite de charge dans ce réseau, on constate une excellente linéarité d'amplification, ce qui explique que le montage C.C. est souvent utilisé dans les étages de sortie où, comme nous le verrons par la suite, il possède, de plus, l'avantage de rendre particulièrement facile la stabilisation en température.

Applications du montage C.C.

Doté d'une résistance de charge convenable, le montage C.C. permet d'obtenir des résistances d'entrée de l'ordre de 100 kΩ. Si, par contre, la résistance du circuit de commande est relativement faible, on aboutit facilement à des résistances de sortie de l'ordre de 100 Ω. Il paraît donc que ce

montage permet des conditions d'adaptation impossibles à obtenir directement avec le montage émetteur commun. Cependant son gain en puissance est relativement faible, si bien qu'un montage E.C. à l'entrée duquel on connecte une résistance de 100 kΩ en série, donne des résultats au moins équivalents qu'un montage C.C. dont la résistance d'entrée propre serait de 100 kΩ. De même on pourrait obtenir, avec un montage E.C., une résistance totale de sortie très faible en le chargeant tout simplement par une résistance très basse; et, là encore, ce sera le montage E.C. qui offrira un gain légèrement supérieur.

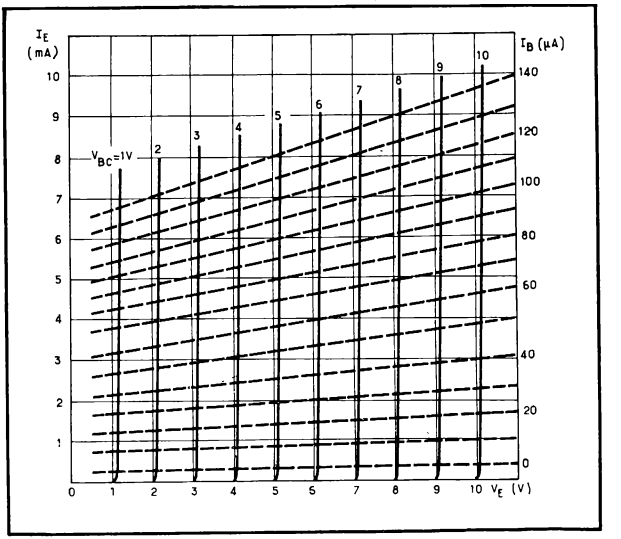


Fig. 110. — Réseau universel de caractéristiques pour le montage collecteur commun.

Ce n'est donc pas du point de vue gain en puissance que le montage C.C. est supérieur au montage E.C. pour une condition d'adaptation donnée. Il l'est, par contre, en ce qui concerne la stabilité, car sa forte contre-réaction interne fait que son gain est largement indépendant des variations de la tension d'alimentation aussi bien que de celles de la température. De plus, il offre une linéarité d'amplification excellente, particularité importante lorsqu'on travaille avec des amplitudes relativement fortes. Dans ce dernier cas, cette linéarité permet, d'ailleurs, l'utilisation des paramètres fondamentaux pour l'établissement d'un projet; on peut donc généralement se passer du réseau de caractéristiques.

Le gain en tension du montage C.C. (43) est toujours inférieur à l'unité; le gain en courant, en revanche, est à peu près celui du montage E.C. Une cascade de plusieurs étages C.C. permet donc un gain en courant sans gain en tension; ainsi, avec deux étages dont les transistors ont un gain en courant de l'ordre de 35, on pourrait amplifier un signal 10 V — 1 mA de façon à obtenir, à la sortie, 9 V — 1 A. De tels problèmes, fréquents en électronique (commande de moteur, par exemple), peuvent être résolus avec une grande stabilité par le montage C.C. qui, de plus, se prête particulièrement bien à la liaison directe entre étages, comme nous le verrons par la suite.

Montage base commune (B.C.).

Dans le montage base commune (fig. 111), le signal de commande se trouve appliqué entre émetteur et base, celui de sortie étant prélevé entre collecteur et base. Les deux signaux se trouvent en phase. Le circuit d'entrée est parcouru par la totalité du courant continu d'émetteur; pour bien souligner cette particularité, nous avons dessiné un transformateur d'entrée dans la

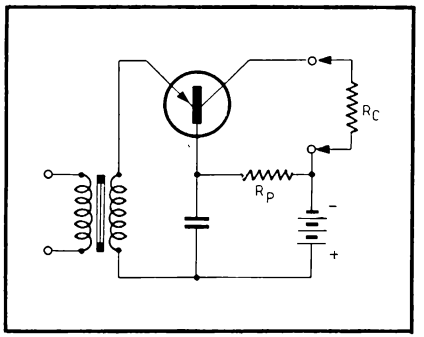


Fig. 111. — Dans le montage base commune, le circuit d'entrée est parcouru par la totalité du courant d'alimentation.

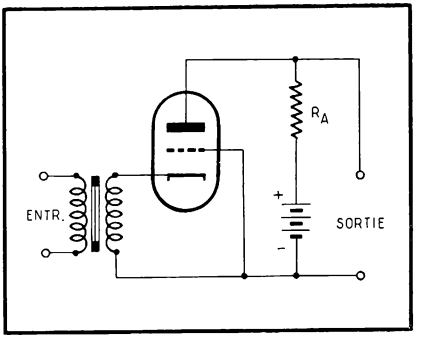


Fig. 112. — Comme l'amplificateur « grille à la masse », le montage base commune possède une résistance d'entrée très faible, et une résistance de sortie élevée.

figure 111. Une liaison par résistance-capacité serait, en effet, très onéreuse ici, car une importante fraction de la puissance continue d'alimentation, ainsi qu'une partie non négligeable de la puissance alternative de commande, seraient dissipées dans la résistance d'émetteur qu'il faudrait alors prévoir.

Dans le domaine du tube à vide, l'équivalent du montage B.C. est celui (fig. 112) à anode commune ou « grille à la masse ». En appliquant les considérations précédemment exposées, on arrive au quadripôle de la figure 113. Les grandeurs qu'il contient sont les paramètres universels du montage B.C., soit :

$$r_b = \frac{r}{1 + r\,s} \cong \frac{1}{s}\,; \tag{51}$$

$$s_b = -\,s; \tag{52}$$

$$\mu_b = \frac{\dfrac{r}{\varrho} - \mu}{1 + s\,r} = \frac{1}{\varrho\,s} - \frac{\mu}{r\,s}\,; \tag{53}$$

$$\varrho_b = \varrho. \tag{54}$$

Avec ces nouveaux paramètres, on peut directement utiliser les expressions (19) à (31). Dans de nombreux cas, ces expressions admettent alors des simplifications parfaitement acceptables en pratique. Ainsi, on arrive aux relations

données ci-après, décrivant le fonctionnement du montage B.C. à l'aide des paramètres du montage E.C.

Résistance d'entrée $$r_b' = \frac{r(\rho + R_c)}{r\,s\,\rho + s\,\mu\,\rho\,R_c} \quad (55)$$

Résistance de sortie $$\rho_b' = \frac{r\,\rho\,(1 + s\,R_E)}{R_E\,(1 + s\,\mu\,\rho) + r} \quad (56)$$

Gain en courant $$\alpha' = \frac{-r}{r + \mu\,R_c} \quad (57)$$

Gain en tension $$A = \frac{s\,\rho\,R_c}{\rho + R_c} \quad (58)$$

Pente dynamique (conductance de transfert) $$s_b' = \frac{-s\,\rho}{\rho + R_c} \quad (59)$$

Gain en puissance $$G = \frac{s\,r\,\rho\,R_c}{(r + \mu\,R_c)\,(\rho + R_c)} \quad (60)$$

Gain maximal en puissance $$GM = \frac{s\,\rho}{1 + \sqrt{\frac{r}{\rho\,\mu}}} \quad (61)$$

Résistance d'entrée à l'adaptation $$R_{Eadp} = \frac{1}{s}\sqrt{\frac{r}{\mu\,\rho}} \quad (62)$$

Résistance de sortie à l'adaptation $$R_{cadp} = \rho\sqrt{\frac{r}{\mu\,\rho}} \quad (63)$$

Dans les expressions précédentes, R_E est la résistance interne de la source de commande, et R_c la résistance de charge.

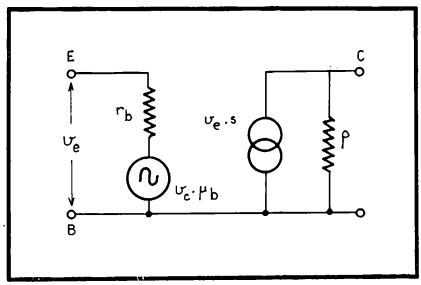


Fig. 113. — Quadripôle équivalent au montage base commune, utilisant les paramètres universels.

Quant au paramètre « amplification de courant à sortie fermée », on peut facilement le déterminer en remarquant que le courant de commande est maintenant le courant d'émetteur, c'est-à-dire la somme des courants de collecteur et de base. On trouve ainsi, pour le gain en courant en B.C.,

$$\alpha = \frac{i_c}{i_e} = \frac{\beta\,i_b}{i_b + \beta\,i_b} = \frac{\beta}{1 + \beta}\,. \quad (64)$$

Le gain en courant du montage B.C. est ainsi toujours légèrement inférieur

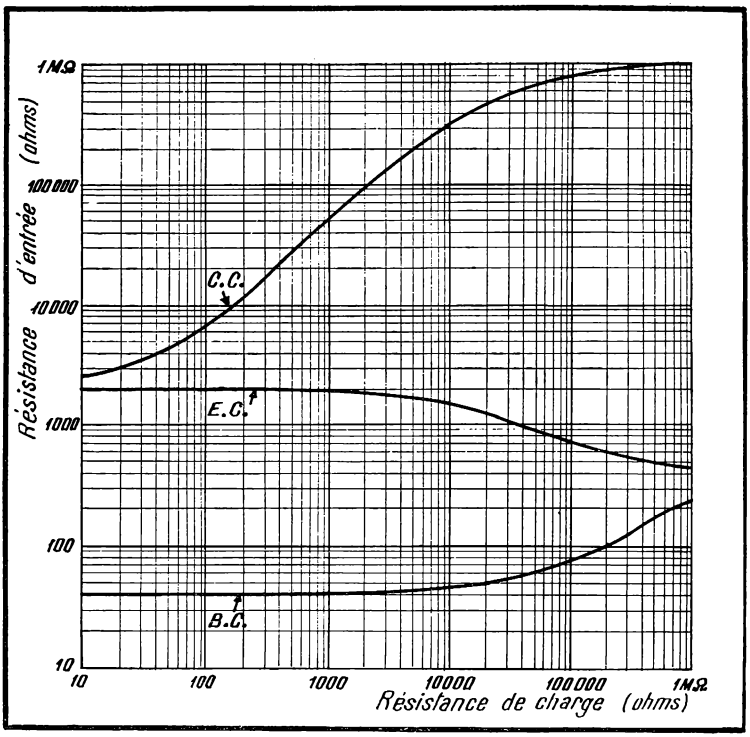


Fig. 114 a.

Fig. 114 à 115. — Interdépendance des différents paramètres pour les trois montages fondamentaux.

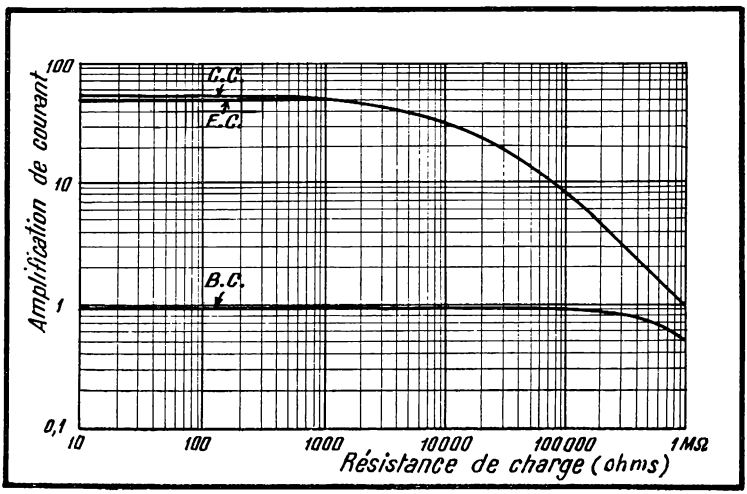


Fig. 114 b.

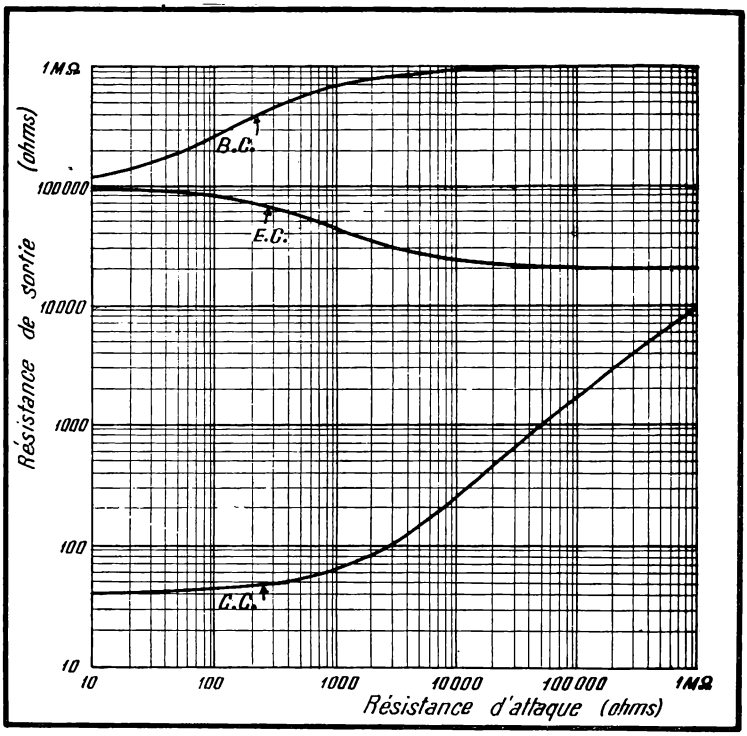


Fig. 115 a.

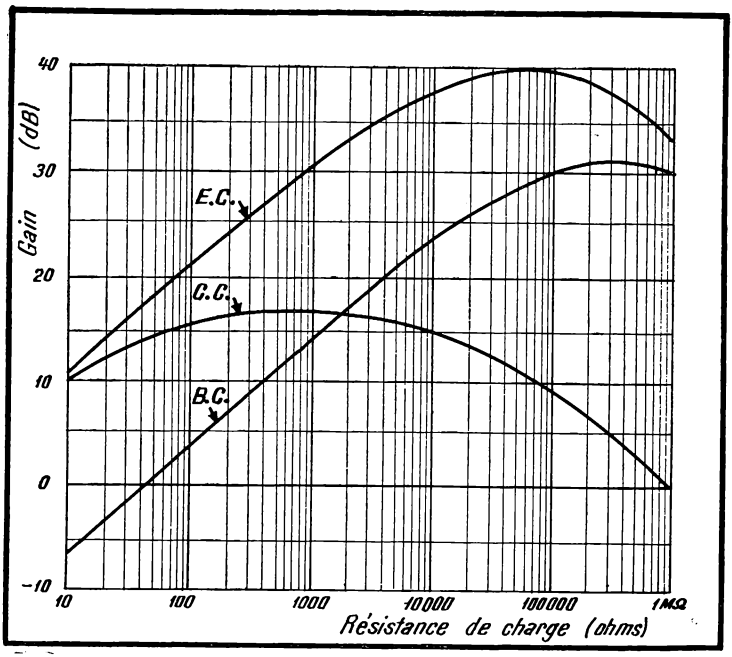


Fig. 115 b.

à l'unité; il serait donc plus exact de parler d'un transfert de courant. En pratique, on peut admettre que ce gain est égal à l'unité.

En ce qui concerne le *réseau de caractéristiques* du montage B.C., les courbes à tension d'émetteur constante sont identiques à celles de tension de base constante du montage E.C. Comme la différence entre les courants d'émetteur et de collecteur est très faible, on peut pratiquement confondre les deux valeurs. Il devient ainsi inutile de tracer un nouveau réseau; on utilise celui du montage E.C. pour la tension d'entrée, en admettant que les courbes pour $I_E = 1, 2, 3$, etc... mA se confondent avec les droites horizontales de l'échelle, correspondant à $I_C = 1, 2, 3$, etc... mA.

La résistance d'entrée du montage base commune est encore plus faible que celui du montage émetteur commun; sa résistance de sortie est en revanche plus élevée. Des cas demandant de telles conditions d'adaptation sont rares en pratique. La contre-réaction interne ne s'exerce que sur le paramètre « courant » déjà relativement linéaire en soi. Une cascade de plusieurs étages B.C. donnerait un affaiblissement à la fois en courant et en tension.

On comprend aisément que, dans le domaine de l'amplification B.F., l'importance pratique du montage base commune soit à peu près nulle. Cependant ce montage possède une certaine importance historique, car les anciens transistors à pointes, de caractéristiques entièrement différentes de celles des triodes à jonctions, ne pouvaient travailler de façon stable qu'en B.C. Ainsi, il est actuellement encore considéré comme le montage principal du transistor (à jonctions) par certains auteurs; et certains fabricants n'indiquent les caractéristiques de leurs transistors que sous forme de paramètres B.C. De plus, on trouve encore fréquemment dans les catalogues des réseaux de courbes pour le montage B.C. Souvent ces réseaux ne comportent que le paramètre « courant d'émetteur »; comme ce courant est pratiquement égal au courant de collecteur, un tel réseau n'est d'aucune utilité pratique. L'utilisateur qui ne s'attache pas aux traditions historiques ne pourra donc le considérer que comme ornement du catalogue.

Comparaison des trois montages fondamentaux.

Pour permettre une comparaison plus directe des trois montages fondamentaux, et pour rappeler les ordres de grandeur des paramètres, nous publions, dans les figures 114 et 115, des graphiques traduisant les relations que nous venons d'étudier. Ces graphiques sont valables pour un transistor dont les paramètres E.C. (à $V_C = 6V$, $I_C = 1$ mA et $T_j = 25°$) sont :

$$r = 2 \text{ k}\Omega;$$
$$s = 25 \text{ mA/V};$$
$$\mu = 0{,}16\ \%;$$
$$\rho = 100 \text{ k}\Omega;$$
$$\beta = 50.$$

Le premier graphique (fig. 114 a) indique, pour les trois montages, la résistance d'entrée en fonction de la résistance de charge. Celui de la figure 115 a

donne la résistance de sortie en fonction de la résistance interne de la source de commande. L'influence de la résistance de sortie sur les gains en courant et en puissance est visible dans les figures 114 b et 115 b. Il s'agit ici du gain absolu en puissance (25), (46), (60), dans le calcul duquel la résistance d'attaque n'intervient pas.

Pour rappeler les ordres de grandeur sous forme de chiffres, nous avons établi le tableau ci-après, dans lequel les variations des paramètres sont indiquées par des renvois.

	E. C.	C. C.	B. C.
Résistance d'entrée à sortie fermée	2 kΩ (1, 3)	2 kΩ (1, 3)	40 Ω (1)
Résistance d'entrée à sortie ouverte	400 Ω (1, 3)	1 MΩ (1, 3)	2 kΩ (1, 3)
Gain en courant à sortie fermée	50 (3)	51 (3)	1
Gain en tension à sortie ouverte	2500 (1, 2, 3)	1	2500 (1, 2, 3)
Pente à sortie fermée..	25 mA/V (1)	25 mA/V (1)	25 mA/V (1)
Résistance de sortie à entrée fermée	100 kΩ (1, 2, 3)	40 Ω (1)	100 kΩ (1, 2, 3)
Résistance de sortie à entrée ouverte	20 kΩ (1, 2, 3)	20 kΩ (1, 2, 3)	1 MΩ (1, 2, 3)

(1) Varie avec le courant de collecteur.
(2) Varie avec la tension de collecteur.
(3) Varie d'un échantillon à l'autre.

CONTRE-RÉACTION SUR UN SEUL ÉTAGE

Les quatre types de contre-réaction.

Il n'est nullement notre intention de traiter ici de toutes les formes de contre-réaction possibles et imaginables. Mais, pour fixer les idées, il nous paraît nécessaire de rappeler qu'il existe quatre types principaux de contre-réaction. Ils sont représentés dans les figures 116 et 117, où l'amplificateur se trouve suivi d'un transformateur qui n'est pas nécessaire dans tous les cas mais qui, au besoin, pourra établir l'inversion de phase, si l'amplificateur lui-même n'en produit pas.

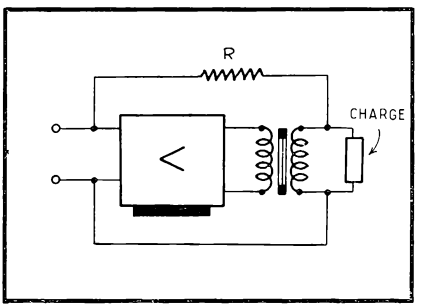


Fig. 116 a. — Contre-réaction shunt de tension.

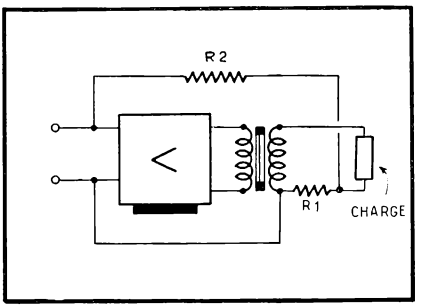


Fig. 116 b. — Contre-réaction shunt de courant.

Dans les figures 116 *a* et *b*, la tension prélevée sur la sortie est réinjectée dans le circuit d'entrée *en parallèle* avec la tension de commande; il s'agit donc de contre-réactions du type *shunt*. Dans le premier cas (fig. 116 *a*) la tension réinjectée est une fraction de la *tension* de sortie; il s'agit donc d'une contre-réaction *shunt de tension*. Dans le second, par contre, il s'agit d'une contre-réaction *shunt de courant*, puisque la tension réinjectée est proportionnelle au *courant* circulant dans la charge.

La contre-réaction est, en revanche, du type *série* dans les figures 117 *a* et *b*. Ici, on applique, *en série* avec la tension de commande, soit une fraction de la *tension* de sortie (fig. 117 *a*, contre-réaction *série de tension*), soit une tension proportionnelle au *courant* passant dans la charge (fig. 117 *b*, contre-réaction *série de courant*).

Dans le cas d'un étage amplifiant avec inversion de phase, les montages des figures 116 *a* et 117 *b* deviennent particulièrement simples. On les trouve ainsi, en pratique, beaucoup plus fréquemment que les deux autres; ils sont notam-

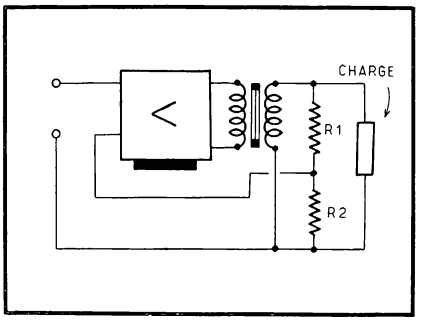


Fig. 117 a. — Contre-réaction série de tension.

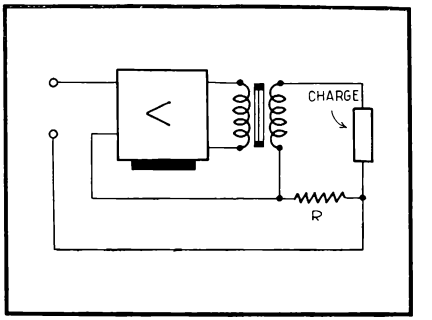


Fig. 117 b. — Contre-réaction série de courant.

ment utilisés pour la compensation de l'effet de température, comme on le verra dans le chapitre suivant. Pour cette raison, on n'examinera, présentement, de façon détaillée que ces deux types de contre-réaction : « shunt de tension » et « série de courant ».

Contre-réaction shunt de tension.

Un montage pratique utilisant la contre-réaction shunt de tension est reproduit dans la figure 118. La tension prélevée sur la sortie se trouve ici injectée dans le circuit d'entrée par une résistance R_f; le condensateur C_f arrête la composante continue de la tension de collecteur tout en laissant passer la composante alternative. Si on veut que la contre-réaction soit *uniforme,* il faut choisir C_f de façon que sa réactance soit faible devant R_f à la plus basse

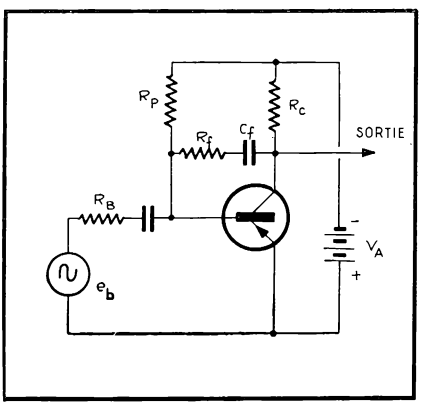


Fig. 118. — En connectant une résistance R_f entre collecteur et base, on obtient une contre-réaction shunt de tension.

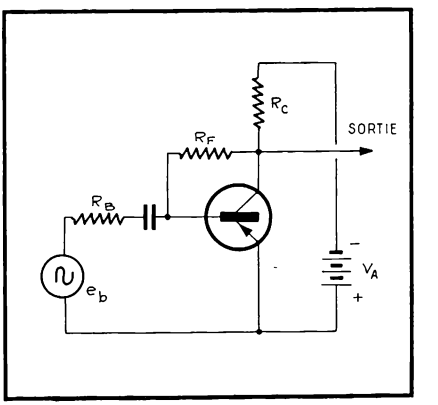


Fig. 119 — La résistance de contre-réaction détermine ici, accessoirement, le courant continu de polarisation de base.

fréquence à transmettre. Si on donne une valeur plus faible à C_f, la contre-réaction n'agit plus que sur les fréquences élevées et devient ainsi *sélective*.

Tant qu'on suit le schéma de la figure 118, les expressions précédemment établies (32) à (34) restent valables pour le calcul de la résistance de *polarisation*. Mais on peut également (fig. 119) polariser le transistor directement par la résistance de contre-réaction. On doit alors prendre

$$R_F = \frac{\beta\ (V_A - I_C R_C)}{I_C}\ , \qquad (65)$$

I_c étant le courant continu de collecteur au repos.

En considérant la représentation équivalente de la figure 93, on voit que la résistance de contre-réaction R_f vient tout simplement en parallèle à la résistance interne r_{cb}; elle ne fait donc rien d'autre que de renforcer la contre-réaction interne déjà existante. En se basant sur cette remarque, on trouve facilement, pour les *paramètres universels* du montage avec contre-réaction shunt de tension,

$$r_p = \frac{r\ R_f}{r + R_f} \cong r; \qquad (66)$$

$$s_p = s; \qquad (67)$$

$$\mu_p = \mu + \frac{r}{r + R_f} \cong \frac{r}{R_f}\ ; \qquad (68)$$

$$\varrho_p = \frac{\varrho\ R_f}{\varrho + R_f}; \qquad (69)$$

$$\beta_p = \frac{\beta R_f}{r + R_f}\ . \qquad (70)$$

En transformant ainsi les paramètres, on peut utiliser directement les relations (19) à (31) permettant de calculer les grandeurs de fonctionnement de l'étage. Il sera plus rapide d'utiliser les expressions données ci-après, quand on peut admettre les simplifications y indiquées.

	Expressions simplifiées pour $r \ll R_f \ll \varrho$ et $r/R_f \gg \mu$.	Expressions simplifiées pour $R_f \gg R_c \ll \varrho$, $r \ll R_f$, $r/R_f \gg \mu$.	
$r_p' \cong$	$\dfrac{r\ (R_f + R_C}{R_f + R_c\ r\ s}$	$\cong \dfrac{r\ R_f}{R_f + R_c\ r\ s}$	(71)
$\varrho_p' \cong$	$\dfrac{R_f\ (r + R_B)}{r + r\ s\ R_B}$	$\cong \dfrac{R_f\ (r + R_B)}{r\ s\ R_B}$	(72)
$\beta_p' \cong$		$\dfrac{r\ s\ R_f}{R_f + R_c\ r\ s}$	(73)
$A \cong$	$\dfrac{-\ s\ R_f\ R_c}{R_f + R_c}$	$\cong -\ s\ R_c$	(74)
$G \cong$	$\dfrac{s^2\ R_f^2\ r\ R_c}{(R_c + R_f)\ (R_c + R_f + r\ s\ R_c)}$	$\cong \dfrac{s^2\ R_f\ r\ R_c}{R_f + r\ s\ R_c}$	(75)

Il est également possible d'établir un *réseau universel* de caractéristiques tenant compte d'une contre-réaction shunt de tension. Les courbes à tension constante seront les mêmes que celles du réseau normal, seules les courbes à courant de base constant subissant une modification. En effet, le nouveau courant de base doit être, à tout instant,

$$I_{BP} = I_B - \frac{V_C - V_B}{R_F}. \qquad (76)$$

A titre d'exemple, le réseau de la figure 86 a été reproduit dans la figure 120, redessiné pour $R_F = 50$ kΩ. L'inclinaison des courbes I_B est ici plus grande que dans le réseau original; on voit ainsi que ce type de contre-réaction se dis-

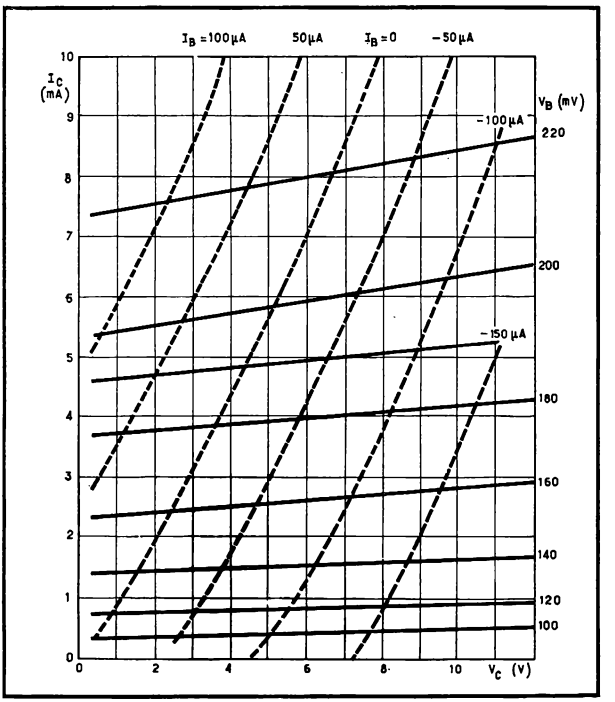


Fig. 120. — Réseau universel de caractéristiques, valable pour une contre-réaction shunt de tension obtenue par une résistance collecteur - base de 50 kΩ.

tingue par une résistance de sortie particulièrement basse à entrée ouverte. En traçant une droite de charge dans le réseau de la figure 120, on pourra constater que, sauf pour $R_C = 0$, la résistance d'entrée est également plus faible qu'en absence de contre-réaction. Cela est d'ailleurs logique du fait que le courant de commande se trouve partiellement compensée par celui circulant (en opposition de phase) dans R_F, si bien que, à tension de commande égale, il faut un courant de commande plus fort lorsqu'on introduit une contre-réaction shunt de tension dans un montage.

La contre-réaction contribue également à une amélioration de la linéarité d'amplification. Mais cette « linéarisation » ne s'exerce que sur la commande en courant, déjà très linéaire en soi; son effet n'est donc pas très spectaculaire. Toutefois, il faut tenir compte du fait qu'on observe ici, notamment

quand la résistance de charge est relativement grande, une importante diminution de la résistance d'entrée. Ainsi, à résistance d'attaque égale, un étage avec contre-réaction shunt de tension se trouve plus près des conditions de la commande par courant qu'un montage normal, ce qui signifie une certaine amélioration de la linéarité.

Dans le réseau de la figure 120, les courants inscrits sur les courbes I_B ont reçu le signe *négatif* quand leur sens est tel qu'il en résulterait, normalement, une polarisation *inverse* de la diode base-émetteur. Selon la convention stipulant qu'un courant est positif quand il circule (du plus au moins) vers l'électrode de référence (émetteur), une telle notation ne serait donc valable que dans le cas d'un transistor *n-p-n*.

Contre-réaction série de courant.

Un schéma illustrant l'autre type de contre-réaction que nous nous proposons d'analyser ici, est reproduit dans la figure 121. On y a prévu une résistance R_E dans la connexion d'émetteur. Aux bornes de cette résistance, on observera une tension

$$v_e = i_e R_E = v_{bc} s R_E$$

Il faut donc ici une *tension* de commande plus grande qu'en absence de contre-réaction, car

$$v_b = v_{be} + v_e = v_{bc} (1 + s R_E). \qquad (77)$$

Par contre, quelle que soit la valeur de R_E, et pourvu qu'on ait correctement ajusté les polarisations, le gain en courant du transistor sera toujours le même. Contrairement au cas précédent, la contre-réaction série de courant agit donc sur la tension, et non pas sur le courant de commande. Comme cette tension est plus grande que celle qu'il faudrait normalement, on conçoit facilement que l'introduction d'une telle contre-réaction détermine une *augmentation* de la résistance d'entrée. On pourrait montrer qu'il en est de même pour la résistance de sortie, notamment en commande par tension.

En utilisant la relation (77) on peut établir les *paramètres universels* d'un étage travaillant avec contre-réaction série de courant, et qui sont :

$$r_s = r (1 + s R_E); \qquad (78)$$

$$s_s = \frac{s}{1 + s R_E}; \qquad (79)$$

$$\mu_s = \mu (1 + s R_E) + R_E/\varrho; \qquad (80)$$

$$\varrho_s = \varrho (1 + s R_E); \qquad (81)$$

$$\beta_s = \beta.$$

Cette conversion de paramètres peut être évitée, si certaines simplifications sont admises; on pourra alors utiliser les expressions approchées données ci-après.

	Expressions simplifiées pour $s\,R_E \gg 1$ et $\rho\ s\ R_E \gg R_c$.	Expressions simplifiées pour $R_E \ll \rho \gg R_c$.	
$r_s' =$	$\dfrac{r\ \rho\ s\ R_E}{R_c + \rho\ \mu\ s\ R_c + \rho}$	$= \dfrac{r\ (1 + s\ R_E)}{1 + s\ \mu\ R_c}$	(82)
$\rho_s' =$	$\dfrac{(r\ s\ R_E + R_E)\ \rho}{R_B + R_B\ s\ \mu\ \rho + r}$	$= \dfrac{r\ (1 + s\ R_E) + R_B}{\mu\ s\ R_B}$	(83)
$\beta_s' =$	$\dfrac{r\ s\ \rho}{R_c + \rho\ \mu\ s\ R_c + \rho}$	$= \dfrac{r\ s}{s\ \mu\ R_c + 1}$	(84)
$A =$	$\dfrac{-\ s\ \rho\ R_c}{s\ \rho\ R_E + R_c}$	$= \dfrac{-\ s\ R_c}{1 + s\ R_E}$	(85)
$G =$	$\dfrac{s\ \rho\ r\ R_c}{R_E\ (\rho + s\ \mu\ \rho\ R_c + R_c)}$	$= \dfrac{s\ r}{(1 + s\ R_E)\ (\mu + 1/s\ R_c)}$	(86)

En ce qui concerne le calcul de la résistance de *polarisation*, le procédé habituel reste valable, à condition qu'on tienne compte de la chute de tension continue aux bornes de R_E. En négligeant la différence de potentiel entre base et émetteur, et en admettant que le courant de collecteur soit égal au courant d'émetteur, on trouve

$$R_P = \frac{\beta\ (V_A - I_C\ R_E)}{I_C}, \qquad (87)$$

I_C étant le courant de collecteur au repos.

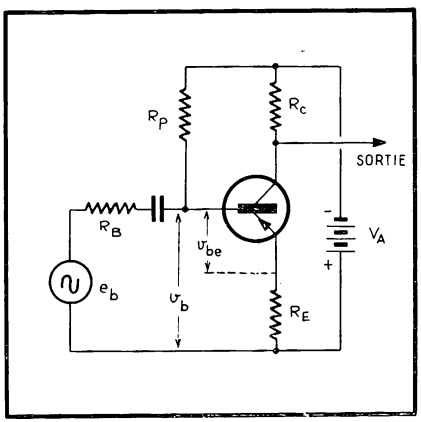


Fig. 121. — En insérant une résistance R_E dans la connexion d'émetteur, on obtient une contre-réaction série de courant.

Dans le *réseau universel* d'un étage doté d'une contre-réaction série de courant, les courbes à courant de base constant sont pratiquement les mêmes que celles du réseau normal *. Par contre, il faut établir de nouvelles courbes

* Pour être tout à fait exact, il faudrait tenir compte du fait que la tension V_C n'est ici pas celle entre émetteur et collecteur, mais celle entre ce dernier et l'un des pôles de la tension d'alimentation (le positif, si c'est un *p-n-p*).

à tension de base constante, et cela en remarquant qu'on doit avoir, pour chaque point d'une de ces courbes

$$V_B = V_{BE} + I_C R_E.$$

Un réseau redessiné de cette façon a été reproduit dans la figure 122; il a été déduit de celui de la figure 86, la résistance d'émetteur étant de 500 Ω. L'effet de linéarisation qu'on obtient ici en commande par tension est très nettement visible. De plus, cet effet est important du fait que, la résistance d'entrée étant de l'ordre de 30 kΩ d'après la figure 122, il sera rare qu'on

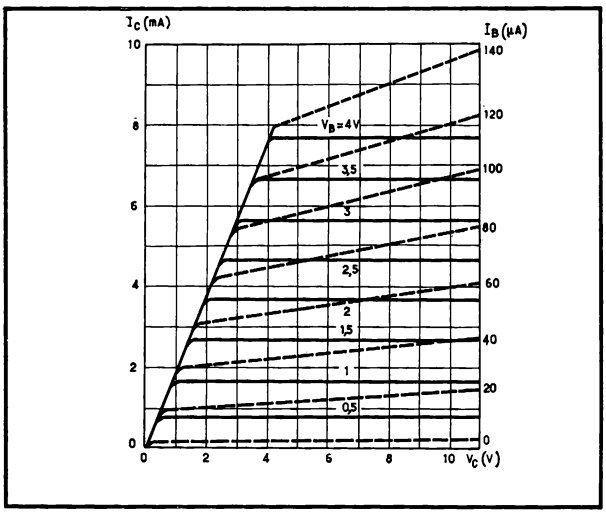


Fig. 122. — Réseau universel de caractéristiques, valable pour une contre-réaction série de courant, la résistance d'émetteur étant de 500 Ω.

travaille en commande par courant. On constate, de plus, que la résistance de sortie est très grande en commande par tension, ainsi que l'expression (81) le laissait prévoir. Finalement, le réseau montre que la tension de déchet est relativement importante; il s'agit là, bien entendu, essentiellement de la chute aux bornes de R_E. On constate ainsi que la contre-réaction ne diminue non seulement le gain en puissance, mais aussi la puissance maximale de sortie. Cela est également vrai dans le cas de la contre-réaction shunt de tension, où il faut tenir compte de la puissance dissipée dans la résistance connectée entre collecteur et base.

L'EFFET DE TEMPÉRATURE ET SA COMPENSATION

Les aspects « tension » et « courant » de l'effet de température.

Si on voulait classer les chapitres de ce livre par leur importance pratique, il faudrait donner une place de choix à celui consacré à l'effet de température. Mais puisque la contre-réaction joue un rôle éminent dans la compensation de cet effet, il nous a bien fallu attendre jusqu'à ce que ce thème particulier soit traité. Par ailleurs, l'effet de température est un phénomène essentiellement *statique*. A propos de la figure 103, nous avons déjà pu voir que la variation de paramètres dynamiques reste négligeable dans la plupart des cas, à condition, bien entendu, qu'on s'arrange pour maintenir constant le courant continu moyen de collecteur. Or c'est précisément ce courant qui accuse des variations très importantes en fonction de la température;

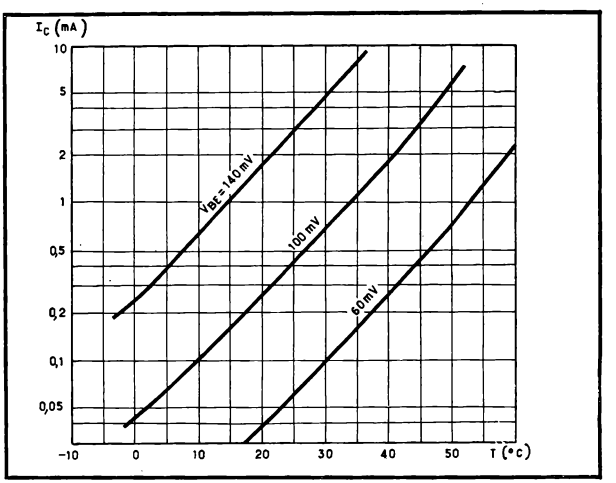


Fig. 123. — Dans le cas d'un transistor polarisé par tension, une augmentation de la température de 1 °C équivaut à une augmentation de la tension émetteur-base de 2 mV.

et, à moins qu'on ne les compense, ces variations entraînent des modifications non seulement en ce qui concerne les paramètres dynamiques mais aussi pour le point moyen de fonctionnement.

Dans les chapitres précédents, nous avons souvent été obligés de faire une distinction entre les deux modes de commande avec lesquels peut travailler un transistor. Une telle distinction sera encore nécessaire ici; en effet, en commande par tension l'effet de température d'un transistor se manifeste tout autrement qu'en commande par courant. Bien entendu, il s'agit là du

mode de commande en *courant continu,* ou mode polarisation, qui n'est pas nécessairement identique au mode de commande en alternatif, comme on a pu le voir à propos des figures 71 et 72.

Nous commencerons par la commande par tension, en examinant comment varie, avec la température, le courant de collecteur d'un transistor normalement alimenté et dont on maintient constante la tension base-émetteur (V_{BE}). Des courbes traduisant cette relation ont été reproduites dans la figure 123.

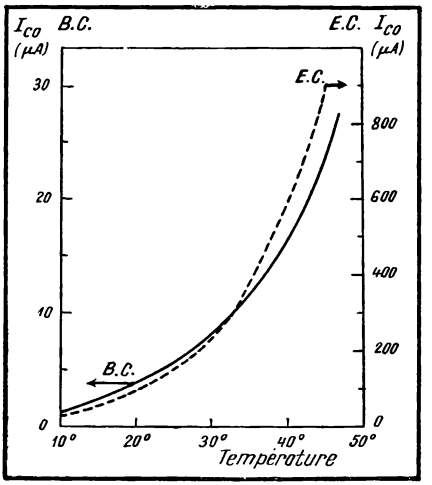


Fig. 124. — Les courants initiaux en émetteur commun et en base commune doublent approximativement chaque fois que la température augmente de 8 °C.

On voit que, pour $V_{BE} = 100$ mV, le courant de collecteur augmente de 0,05 à 5 mA environ, soit 100 fois, pour une variation de température de 0° à + 50°. Les diverses courbes V_{BE} étant parallèles, on conçoit facilement qu'un transistor qu'on aurait polarisé à T = 0°, avec une tension de base telle que $I_C = 5$ mA, aurait accusé, à T = 50°, un courant de collecteur de 500 mA — à condition qu'il fût capable de supporter une intensité aussi forte.

En comparant les courbes de la figure 123 entre elles ou avec celles de la figure 60, on trouve qu'une augmentation de la température de 1 °C (à tension de base constante) possède, sur le courant de collecteur, le même effet qu'une augmentation de la tension de base de 2 mV (à température constante). Cet ordre de grandeur de 2 mV/°C est valable pour tout transistor; nous verrons par la suite qu'il joue un rôle très important dans le calcul de la compensation de température.

Pour examiner l'effet de température en *commande par courant,* nous commencerons par le cas où le courant de base est nul; nous étudierons donc les variations du *courant initial* de collecteur en fonction de la température. C'est la courbe pointillée (échelle de courant à droite) de la figure 124 qui traduit cette relation. Lors de cette expérience, la base ne reçoit pas un courant extérieur, mais seulement un courant « intérieur » qui est dû à la résistance inverse de la jonction base-collecteur. Ce courant, qui n'est autre que le courant initial dans le montage B.C., est également indiqué dans la figure 124, par le trait continu (échelle de gauche). Le rapport entre ces deux courants initiaux est égal au gain en courant du transistor. Ce gain est ici de 30 environ,

mais il varie quelque peu avec le courant de collecteur, ce qui explique que les deux graphiques présentent des courbures légèrement différentes.

On peut constater, sur les courbes de la figure 124, que le courant initial double chaque fois que la température augmente de 8 °C environ. Cette relation est également valable pour tout transistor; sa connaissance sera utile pour le calcul de la compensation en température.

Lorsqu'on applique un courant externe de base, le courant interne s'ajoute purement et simplement à ce dernier. Les variations relatives du courant de collecteur en fonction de la température seront donc d'autant moins importantes que le courant externe de base est plus fort. Ainsi, pour $I_B = 100$ µA (fig. 125) et $\beta = 30$, une variation de la température de 50 °C provoque une variation de I_C de 30 % environ; cette variation n'est plus que de 15 % pour $I_B = 200$ µA. On est très loin du rapport de variation de l'ordre de 100 qu'on avait pu observer, dans des conditions semblables, avec une polarisation par tension.

On constate donc sans peine que l'effet de température est *beaucoup moins important en polarisation par courant* qu'en polarisation par tension. De plus, il semble qu'on ait avantage à travailler avec des courants moyens de collecteur relativement forts. Cependant il ne faut pas oublier que la chaleur de dissipation produite dans le transistor augmente avec le courant de collecteur, si bien que la température de jonction (pour laquelle les courbes données ici

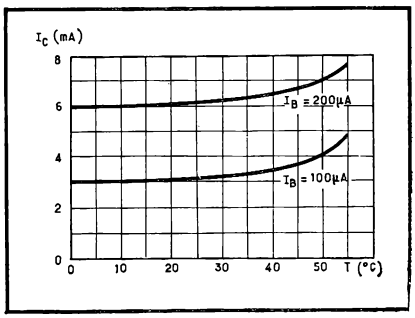


Fig. 125. — Dans le cas d'une polarisation par courant, les variations relatives du courant de collecteur en fonction de la température sont d'autant moins sensibles que le courant de collecteur est plus élevé.

sont valables) peut être bien supérieure à la température ambiante. Pour réduire cette dissipation propre, il convient de travailler avec une tension de collecteur aussi faible que possible.

L'effet d'emballement.

Lorsqu'un transistor fonctionne sous une tension de collecteur relativement élevée, la puissance dissipée peut déterminer une augmentation notable de la température de jonction. Il s'ensuit une augmentation du courant du collecteur, qui sera particulièrement sensible lorsque le transistor est polarisé par tension, mais qui, en polarisation par courant, peut être suffisante pour provoquer le phénomène décrit ici. En effet, cette première augmentation du courant de collecteur entraîne une nouvelle augmentation de la température de jonction, ce qui provoque un courant de collecteur encore plus intense, etc.

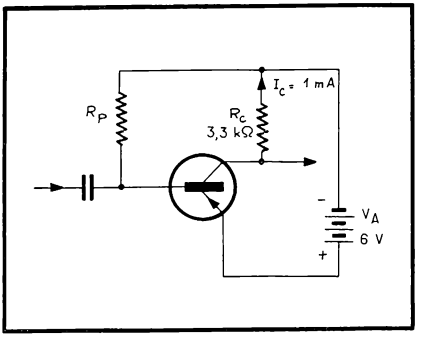


Fig. 126. — Quand le courant de collecteur augmente, la dissipation de puissance dans le transistor diminue, dès que la chute de tension sur la résistance de charge devient supérieure à la moitié de la tension d'alimentation.

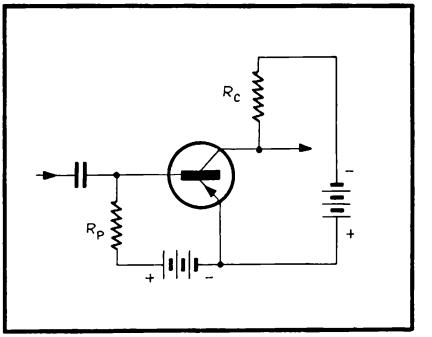


Fig. 127. — En appliquant un courant de base provenant d'une source positive par rapport à l'émetteur, on peut obtenir un courant de collecteur qui est inférieur au courant initial.

Si la chaleur de jonction peut s'écouler assez facilement vers le milieu ambiant (boîtier de grandes dimensions, montage sur radiateur, etc.), le phénomène s'arrête au bout d'un certain temps, sans que la jonction atteigne des températures dangereuses. Sinon, le transistor peut se trouver détruit au bout de quelques secondes.

Pour réduire les chances d'un emballement, il faut donc polariser par courant, travailler avec une tension de collecteur relativement faible, choisir un transistor dont le courant initial est particulièrement réduit, et assurer une bonne évacuation de la chaleur de dissipation.

L'emballement ne peut, d'ailleurs, être dangereux que dans un étage travaillant avec une charge de faible résistance en courant continu. En effet, si on prend (fig. 126) un cas où la chute sur la résistance de charge R_c est plus grande que la moitié de la tension d'alimentation, on constate facilement que la *dissipation* diminue quand le courant de collecteur augmente. Dans les conditions indiquées, le transistor dissipe une puissance de 2,7 mW. Si, par suite d'un échauffement, le courant de collecteur passe à 1,5 mA, il reste 1,05 V entre émetteur et collecteur; la puissance dissipée ne sera alors plus que de 1,575 mW. Pour éviter sûrement l'effet d'emballement, il suffit donc de prévoir, dans la connexion d'émetteur ou de collecteur, une résistance sur laquelle on perd, en fonctionnement normal, la moitié de la tension d'alimentation. En ce qui concerne le rendement, cette solution risque d'être peu économique dans un étage de sortie, où la charge sera, en général, autre chose qu'une résistance pure.

D'ailleurs cette solution s'applique uniquement à l'emballement, et non pas à l'effet de température en général, dont les conséquences pratiques sont encore assez importantes dans le cas de l'exemple cité. On y observe, en effet, un important déplacement du point moyen de fonctionnement, entraînant une diminution notable de la partie de la droite de charge qui est utilisable d'une façon symétrique. Si la température atteint une valeur correspondant à $I_C = 2$ mA, le transistor se trouverait même saturé et n'amplifierait plus du

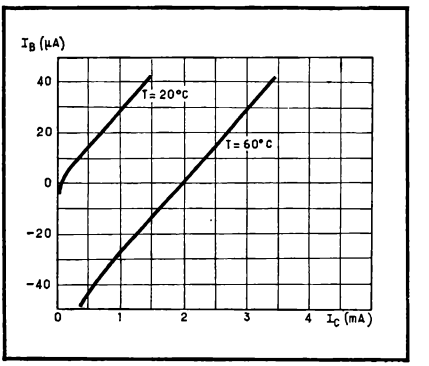
tout, car la source d'alimentation de 6 V est incapable d'envoyer un courant de 2 mA dans la résistance de 3,3 kΩ.

Pour rétablir, dans de telles conditions, un courant de collecteur de 1 mA, il faudrait appliquer au transistor une polarisation *inverse*, prélevée d'une source positive par rapport à l'émetteur (fig. 127) et compensant le courant interne de base. Ce phénomène de compensation se trouve illustré par la courbe de la figure 128, relative à un transistor dans le courant initial (en E.C.) est de 2 mA à 60 °C. Dans ce graphique, le courant inverse de base a été affecté du signe négatif, ce qui n'empêche que, en réalité, il provienne, dans le cas d'un *p-n-p*, d'une source qui est positive par rapport à l'émetteur (fig. 127). L'exemple de la figure 128 montre qu'une stabilisation du point moyen de fonctionnement entre 20° et 60° n'est possible que si le courant de base change de sens. Nous verrons plus loin qu'il existe effectivement des montages de compensation assurant automatiquement une telle inversion de polarité.

Circuit équivalent à l'effet de température.

L'effet de température pouvant être décomposé en une action « tension » et une action « courant » il est possible d'établir un schéma *électrique* qui lui est équivalent. Ce schéma doit contenir un générateur délivrant une ten-

Fig. 128 (ci-contre). — Pour maintenir le courant de collecteur toujours à 1 mA, il faut ici un courant de base qui change de sens, quand la température augmente.



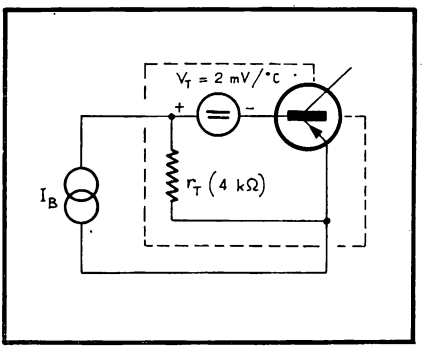


Fig. 129 (ci-contre). — Ce circuit équivalent à l'effet de température contient une source qui se trouve montée en série avec la connexion de base.

sion qui est fonction de la température et dont l'action sur un transistor maintenu à température constante provoque le même effet qu'un échauffement directe de ce transistor. Si on voulait réaliser pratiquement un tel schéma

équivalent, on pourrait prendre un thermocouple comme source et s'arranger (en amplifiant éventuellement la tension fournie par ce thermocouple) pour que le courant de collecteur du transistor varie de la même façon quand on échauffe, de manière égale, ou uniquement le thermocouple, ou uniquement le transistor. Pour tenir compte de l'aspect « courant » de l'effet de température, il suffit de doter ce générateur d'une résistance interne.

Un schéma équivalent correspondant à ces notions a été reproduit dans la figure 129. La partie encadrée d'un trait pointillé est supposé comme étant située à l'intérieur du transistor; à l'extérieur, on trouve donc uniquement la source de courant de polarisation I_B. La source V_T contenue dans ce schéma fait varier la tension émetteur-base de 2 mV chaque fois que la température varie de 1 °C , et cela, comme nous l'avons vu, indépendamment du type de transistor. La polarité de cette source est telle que la tension sur la connexion externe de base devient moins négative quand la température augmente. Si on mesure la tension d'un transistor polarisé par courant et qu'on échauffe, on constate effectivement que la tension entre émetteur et base diminue quand la température augmente, ce qui correspond bien à la disposition indiquée dans la figure 129.

En ce qui concerne la résistance interne du circuit équivalent à l'effet de température, r_T, la valeur de 4 kΩ indiquée dans le schéma a été mise entre parenthèses, car il s'agit ici d'un ordre de grandeur extrêmement vague. En effet, cette résistance varie non seulement d'un transistor à l'autre (avec le courant initial) mais aussi en fonction de la température. Autour d'une température donnée, on peut facilement déterminer r_T en remarquant que le courant interne collecteur-base, I_{CBO}, double pour une augmentation de 8 °C de la température, tandis que V_T augmente de 16 mV dans ces mêmes conditions. D'après le schéma de la figure 129, on doit avoir

$$\frac{\Delta V_T}{\Delta I_{CBO}} = r_T + r,$$

r étant la résistance d'entrée du transistor. C'est avec cette relation qu'a été calculée l'abaque de la figure 130 qui donne, pour tout transistor, la somme $r + r_T$ en fonction de la température, le courant initial en base commune, I_{CBO}, figurant en paramètre. Pour déterminer r_T, il suffit donc de retrancher, de la valeur lue dans l'abaque, la résistance d'entrée que présente le transistor utilisé au courant de collecteur prévu. Dans certains cas, on constatera alors que r_T peut devenir négative; elle contribue alors à faire apparaître, sur la connexion externe de base, une tension qui est positive (avec un *p-n-p*) par rapport à l'émetteur. On observe effectivement, en pratique, un tel phénomène quand on veut obtenir, avec un montage comme celui de la figure 127, un courant de collecteur particulièrement faible à une température relativement élevée. La valeur de r_T qui sera intéressante pour les calculs de stabilisation en température est évidemment celle qui correspond à la température de jonction la plus élevée que le transistor est susceptible d'atteindre.

Bien entendu, la résistance r_T n'est pas une réalité physique. En toute rigueur, il faudrait la remplacer par un générateur de courant délivrant une intensité I_{CBO}. Il sera alors évident qu'un tel générateur, de résistance interne infinie, n'a d'influence ni sur le gain, ni sur la résistance d'entrée du transistor.

Température de jonction et température ambiante.

Les relations régissant l'effet de température se basent toujours sur la température à l'intérieur du transistor (température de jonction) qui dépasse d'autant plus la température ambiante que la puissance dissipée dans le tran-

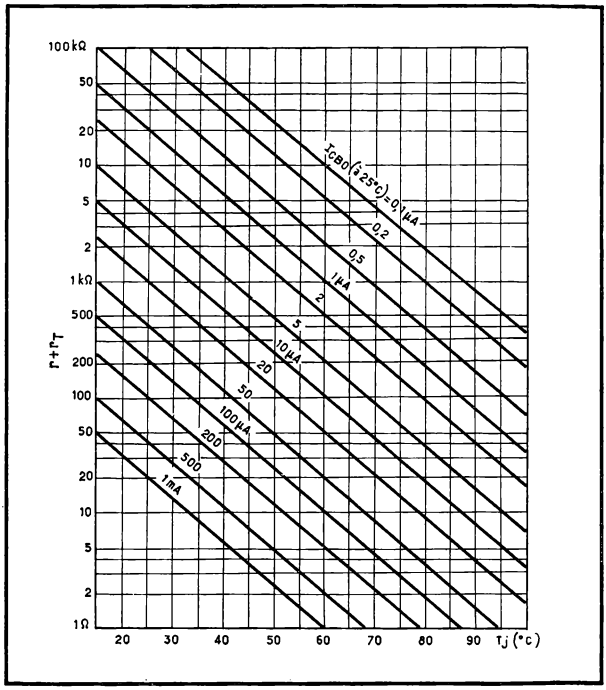


Fig. 130. — Cet abaque, valable pour tout transistor, permet de déterminer la résistance r_T de la figure 129 en fonction du courant initial collecteur-base et de la température de jonction.

sistor est plus grande et que la possibilité d'écouler la chaleur de dissipation vers le milieu ambiant est plus réduite. Dans le cas d'un transistor de faible puissance qui se trouve tout simplement monté sur ses fils de connexion, le milieu ambiant est, évidemment, constitué par l'air qui l'entoure. On conçoit alors facilement que la chaleur accumulée sur la jonction de collecteur éprouve une certaine « résistance » pour se communiquer à l'air ambiant. Dans le cas des transistors de puissance qu'on monte sur des radiateurs, cette « résistance thermique » peut être plus réduite.

Pour presque tous les transistors qu'on trouve dans le commerce, la résistance thermique est indiquée dans le catalogue du fabricant où elle est exprimée en « degrés Celsius par milliwatt » (°C/mW). Elle indique de combien de degrés la température de jonction est plus élevée que la température ambiante lorsque le transistor dissipe 1 mW. Un ordre de grandeur courant pour un transistor de faible puissance est K = 0,5 °C/mW. Si un tel tran-

sistor dissipe 50 mW, sa température de jonction sera donc de 25° plus élevée que la température ambiante. D'une façon générale, on a donc

$$T_j = P_d K + T_a,$$

T_j et T_a étant les températures de jonction et ambiante. De plus, si on connaît la température maximale de jonction T_{jM} qu'un transistor est susceptible de supporter, on peut calculer par

$$P_{dM} = \frac{T_{jM} - T_a}{K}$$

la puissance maximale qu'on peut le faire dissiper à une température ambiante donnée. La relation précédente permet également de déterminer la résistance thermique K au cas où le fabricant n'indiquerait que T_{jM} et P_{dM} à 25 °C.

Compensation de température par contre-réaction shunt de tension.

Un montage de compensation de température dont le fonctionnement peut être analysé d'une façon relativement simple est reproduit dans la figure 131. On fait ici appel à une contre-réaction shunt de tension telle qu'on l'a vue

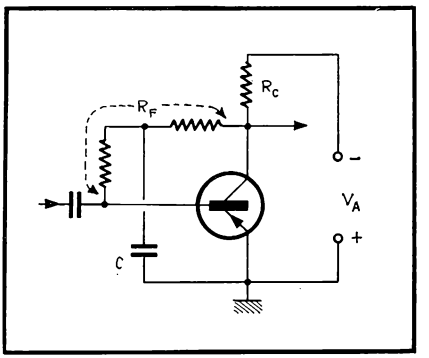


Fig. 131 (ci-contre). — Correction de température par contre-réaction shunt de tension.

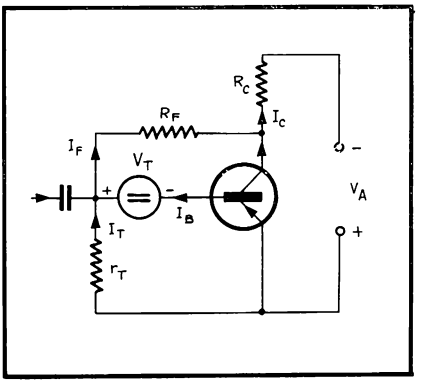


Fig. 132 (ci-contre). — Le circuit électrique traduisant l'effet de température a ici été inséré dans le schéma de la figure 131.

à propos de la figure 119. Toutefois, la résistance de contre-réaction a été divisée en deux parties à peu près égales; et on a prévu un condensateur de découplage C qui fait que la contre-réaction n'agit qu'en courant continu.

En appliquant à ce montage de compensation le schéma équivalent précédemment établi, on arrive à la disposition indiquée dans la figure 132 qu'on peut finalement transformer en un circuit équivalent suivant la figure 133. Ici, la chute de tension qu'on observe aux bornes de la résistance de charge

R_C a été exprimée par un générateur — $\beta I_B R_C$; le signe négatif traduit l'inversion de phase due au transistor. Pour qu'une telle représentation soit valable, il faut, évidemment, que $R_F \gg R_C$, c'est-à-dire que la résistance interne de cette source soit négligeable.

Par la méthode des nœuds et des mailles (loi de Kirchhoff), on peut établir, en partant de la figure 133, les trois équations

$$V_T = I_B\, r + I_T\, r_T,$$

$$V_T - \beta\, I_B\, R_C = R_F\, I_F + I_B\, r,$$

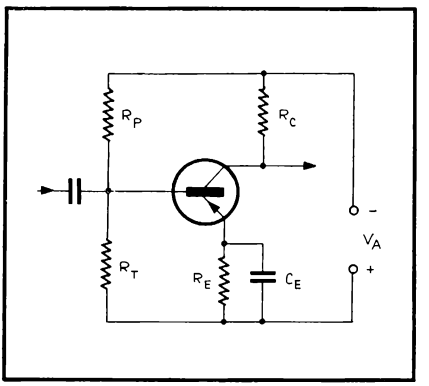
$$I_B = I_T + I_F.$$

En éliminant I_T et I_F, on peut calculer le coefficient de stabilité par

$$S_p = \frac{V_T}{V_{BE}} = \frac{V_T}{I_B\, r} = 1 + \frac{\beta\, R_C + R_F}{r\,(1 + \frac{R_F}{r_T})}.$$

Ce coefficient indique combien de fois la variation apparente de la tension de base devient, par la compensation, plus faible que dans le cas de la polarisation par tension, où $V_{BE} = V_T$. On peut constater qu'il ne peut pas y avoir de correction pour des valeurs négatives de r_T. En considérant le schéma de la figure 131, il est, d'ailleurs, évident que le courant de base ne peut changer de

Fig. 133 (ci-contre). — Schéma équivalent de la correction suivant figure 131.



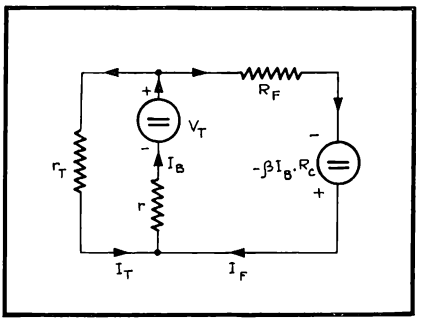


Fig. 134 (ci-contre). — Correction de température par contre-réaction série de courant.

sens; ce type de compensation ne peut donc empêcher le transistor de se saturer aux températures élevées.

En prenant, comme exemple, les valeurs $r = 1{,}8$ kΩ, $\beta = 50$, $r_T = 4$ kΩ, $V_A = 6$ V, $R_C = 3{,}3$ kΩ et $I_C = 1$ mA, on trouve

$$V_{CB} = V_A - I_C\, R_C - V_{BE} = 2{,}5 \text{ V},$$

$$R_F = V_{CB}/I_B = \beta\, V_{CB}/I_C = 125 \text{ kΩ},$$

et

$$S_p = 6{,}2.$$

La correction ainsi obtenue n'est donc pas très efficace, surtout si on considère que, en polarisant simplement par courant, on aurait obtenu

$$S = \frac{V_{BE}}{V_T} = \frac{r + r_T}{r},$$

soit $S = 3{,}2$ avec les valeurs de notre exemple.

Compensation de température par contre-réaction série de courant.

Le mode de correction de température le plus souvent utilisé en pratique est celui illustré par le montage de la figure 134. La tension de base est ici

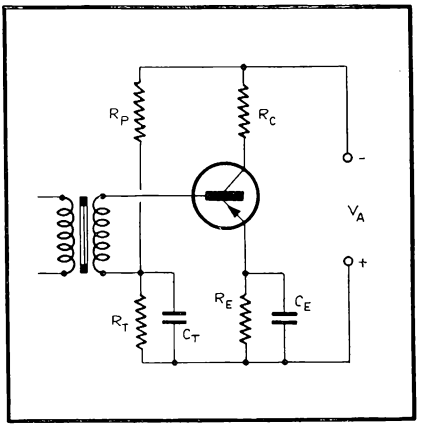


Fig. 135. — Dans ce montage, la résistance du diviseur de tension de base ne modifie pas la résistance dynamique d'entrée du transistor.

maintenue par un diviseur de tension R_P R_T, et une résistance R_E est prévue dans la connexion d'émetteur. Lorsque le courant d'émetteur augmente par suite d'un échauffement, la chute de tension aux bornes de R_E augmente également. Il s'ensuit une diminution de la différence de potentiel entre émetteur et base, tendant à compenser la variation initiale du courant de collecteur.

Il est évident que cette correction est d'autant plus efficace que R_E est plus grande et que la résistance de sortie du diviseur de tension de base,

$$R_D = \frac{R_P R_T}{R_P + R_T},$$

est plus faible. La contre-réaction que provoque R_E sur le signal alternatif à amplifier peut être éliminée en la découplant par une capacité C_E suffisamment grande. A la plus basse fréquence à transmettre, la réactance de ce condensateur doit être faible non pas devant R_E, mais devant la résistance de sortie du montage collecteur commun équivalent, soit en utilisant la relation (41),

$$= C_E \omega_m \frac{r s}{R_b + r}, \qquad (88)$$

où R_b est la résistance d'attaque totale, obtenue par la mise en parallèle de R_D avec la résistance interne du générateur de commande.

La possibilité de découplage n'empêche pas que, pour le calcul de l'amplitude maximale de sortie, la chute sur R_E est à déduire de la tension d'alimentation, ce qui veut dire que ce mode de compensation réduit la puissance de sortie disponible. De plus, R_D absorbe, notamment quand elle est faible devant la résistance d'entrée du transistor, une partie importante de la puissance de commande disponible, ce qui revient à une réduction du gain en puissance. Une exception est à faire dans le cas où la source de commande est indépendante de la masse du montage amplificateur et de faible résistance en courant continu (attaque par transformateur, microphone dynamique, etc., voir la figure 135). On peut alors appliquer la polarisation à travers la source; et le choix de R_D n'est plus limité que par des considérations de consommation de courant d'alimentation.

Dans le cas où R_D peut être faible devant la résistance d'entrée du transistor, on trouve, approximativement,

$$S_s = 1 + s R_E$$

pour le coefficient de correction introduit par le montage.

Dans les autres cas, le calcul devient plus compliqué. Pour l'établir, il faut transformer le schéma de la figure 134 en celui de la figure 136, d'où on déduit le circuit équivalent (fig. 137) qui permet, finalement, d'établir les équations

$$V_T = I_B r + I_T r_T$$

$$\beta I_B R_E = R_D I_D + I_T r_T$$

$$I_T = I_D + I_B,$$

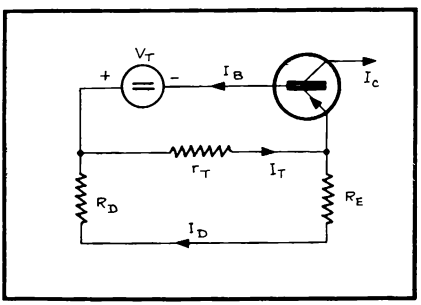


Fig. 136. — La contre-réaction par R_E sera d'autant plus efficace que R_D est plus faible.

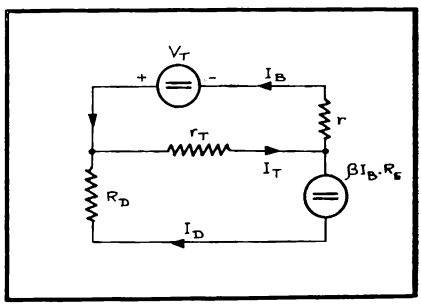


Fig. 137. — Schéma équivalent des montages suivant figures 134 et 135.

desquelles on déduit, en éliminant I_D et I_T,

$$S_s = \frac{V_T}{V_{BE}} = \frac{V_T}{I_B r} = 1 + \frac{r_T (\beta R_E + R_D)}{r (r_T + R_D)} .$$

On voit que, pourvu que R_D soit suffisamment faible, S_s peut être supérieur à l'unité même pour une r_T négative. En effet, d'après le schéma de la figure 134, il est parfaitement concevable que I_B change de sens.

En ce qui concerne le choix des éléments, on trouve qu'il suffit, en général, de donner à R_E une valeur telle que la chute de tension à ses bornes soit de 1 V. En utilisant les données de l'exemple précédent, on devra donc prendre $R_E = 1$ kΩ. Si on se donne, de plus, $R_D = 2$ kΩ, on trouve, avec la relation ci-dessus,

$$S_s = 20.$$

Une variation de température entre 0 et 50 °C aurait provoqué, en absence de compensation, et en polarisation par tension, une variation apparente de la tension de base 100 mV (2 mV/°C). Par la correction, cette variation se trouve ramenée à 100/20 = 5 mV. Pour des variations aussi faibles on peut admettre — quel que soit le transistor et quel que soit son point de fonctionnement — qu'une variation de 1 mV de la tension de base provoque une variation de 4 % du courant de collecteur. Dans le cas de notre exemple, le courant de collecteur varierait donc de 20 % entre 0 et 50 °C, ce qui peut être considéré comme parfaitement acceptable.

Il reste à calculer les éléments du diviseur de tension R_P, R_T. Pour cela, on peut remarquer qu'on doit avoir

$$R_P = \frac{V_A - V_{BE} - I_E R_E}{I_B + \dfrac{V_{BE} + I_E R_E}{R_T}} .$$

La valeur de R_D étant donné par la mise en parallèle de R_P et de R_T, on trouve, en posant $I_E = I_C = \beta I_B$,

$$R_T = \frac{R_D V_A}{V_A - V_{BE} - I_C R_E - R_D I_C/\beta} ,$$

soit, avec les données de notre exemple, $R_T = 2{,}5$ kΩ et $R_P = 10$ kΩ. Le plus souvent, on peut négliger V_{BE}; il en est de même du courant de base, si ce dernier est faible devant celui dans le diviseur de tension. Dans ce cas, les expressions simplifiées

$$R_T = \frac{R_D}{1 - I_C R_E/V_A}$$

et

$$R_P = R_T \left(\frac{V_A}{I_E R_E} - 1 \right)$$

donnent une précision suffisante pour la pratique. Il est à remarquer que ces expressions ne contiennent plus aucun paramètre du transistor. En même

temps que l'effet de température, le montage de stabilisation compense donc aussi la *dispersion des caractéristiques*, du fait que le courant de collecteur ne dépend pratiquement plus du gain en courant du transistor, mais seulement des résistances du montage.

Compensation mixte.

En appliquant à la fois une contre-réaction série de courant et une contre-réaction shunt de tension à un étage d'amplification, on arrive au schéma de la figure 138. Comme précédemment, on peut prévoir des condensateurs de

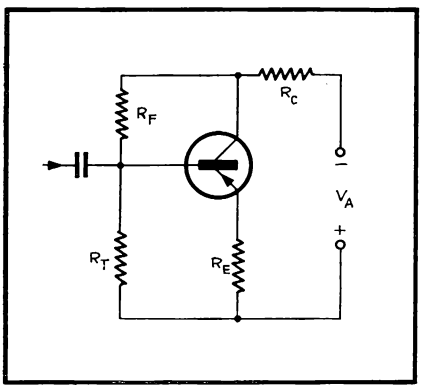


Fig. 138. — Montage de correction de température par contre-réaction mixte.

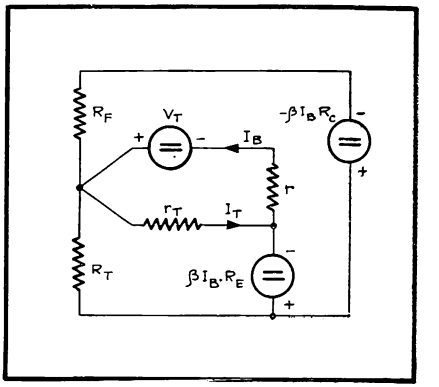


Fig. 139. — Schéma équivalent du montage suivant figure 138.

découplage pour éliminer l'action de la contre-réaction sur le signal alternatif à amplifier. Le schéma équivalent à ce montage a été représenté dans la figure 139; il permet d'établir les équations

$$V_T = R_F I_F + \beta I_B (R_E + R_C) + I_B r = I_B r + I_T r_T,$$

$$\beta I_B R_E = I_T r_T + R_T I_D,$$

$$I_D + I_B = I_T + I_F,$$

dont on déduit, en éliminant I_D, I_T et I_F,

$$S_{mi} = 1 + \frac{\beta \left(R_C + R_E + \dfrac{R_F R_E}{R_T}\right) + R_F}{r \left(1 + \dfrac{R_F}{r_T} + \dfrac{R_F}{R_T}\right)}.$$

Un exemple avec valeurs pourrait montrer que le gain en stabilité que procure la correction mixte sur celle par contre-réaction série de courant est

assez réduit. Ce montage n'est donc que rarement utilisé en pratique. La formule donnée ci-dessus n'est, d'ailleurs, valable que si $R_F \gg R_C$; quand ce n'est pas le cas, il faut prendre, comme résistance de charge, la valeur trouvée par la mise en parallèle de R_C avec $R_F + R_T$, et augmenter R_F de la valeur ainsi trouvée.

Pour déterminer les valeurs des éléments, il faut respecter la proportion

$$\frac{R_T}{R_F} = \frac{V_{CE}}{V_{BE} + I_E R_E}$$

et tenir compte du fait que le courant dans R_C se compose de I_C, de I_B et de celui dans le diviseur de tension de base.

Compensation par thermistance.

Si on veut obtenir une stabilisation en température meilleure que celle qu'un montage à contre-réaction permet de réaliser, on peut faire appel à une thermistance. Le montage d'utilisation (fig. 140) est semblable à celui

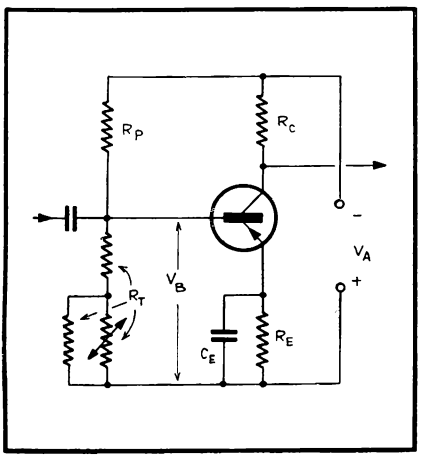


Fig. 140. — Une thermistance ne peut être utilisée pour la compensation en température que si on en corrige la courbe par des résistances série et parallèle.

de la figure 134, sauf qu'on a utilisé ici, à la place de R_T, une thermistance dont la courbe de température a été corrigée par des résistances série et parallèle additionnelles.

Pour déterminer les valeurs des éléments d'un tel montage, il est avantageux de dresser un tableau donnant, pour au moins trois valeurs de la température, la tension base-émetteur et le courant de base qu'on doit obtenir, pour que le courant de collecteur reste constant. Admettons que la valeur désirée pour le courant de collecteur soit de 1 mA, et qu'on dispose d'un transistor dont le courant initial est $I_{CO} = 100$ µA à 25 °C, qui demande, toujours à 25 °C, une tension $V_{BE} = 150$ mV pour $I_C = 1$ mA, et dont le gain

en courant est de 50. Sachant que I_{CO} double tous les 8 °C et que V_{CE} varie de 2 mV/°C, on doit avoir, pour que I_C reste toujours égale à 1 mA.

à 0° : $I_{CO} = 12{,}5\ \mu A$, $I_B = (I_C - I_{CO})/\beta = 19{,}6\ \mu A$, $V_{BE} = 200$ mV;
à 25° : $I_{CO} = 100\ \mu A$, $I_B = 18\ \mu A$, $V_{BE} = 150$ mV;
à 50° : $I_{CO} = 800\ \mu A$, $I_B = 4\ \mu A$, $V_{BE} = 100$ mV.

Si on se donne, de plus, $R_E = 200\ \Omega$, $R_P = 100\ k\Omega$, et $V_A = 10$ V, on trouve,

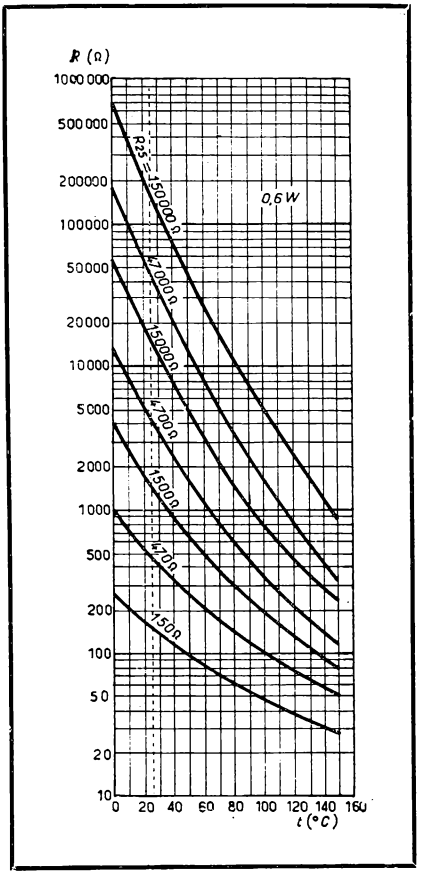


Fig. 141. — Pour divers modèles de thermistances miniatures, ces courbes donnent la résistance en fonction de la température.

pour V_B (fig. 140), et aux trois températures indiquées ci-dessus, successivement 400, 350 et 300 mV. En appliquant la relation

$$R_T = \frac{V_B}{\frac{V_A - V_B}{R_P} - I_B},$$

on obtient,

pour T = 0° : $R_T = 5{,}3$ kΩ;
pour T = 25° : $R_T = 4{,}45$ kΩ;
pour T = 50° : $R_T = 3{,}2$ kΩ.

Les thermistances qu'on utilise pour ces montages sont généralement des bâtonnets miniature; celles pour lesquelles sont valables les courbes de la

figure 141 sont du type « 0,6 W » (C.O.P.R.I.M.); elles possèdent un diamètre de 1,5 mm et une longueur de 10 mm. Bien entendu, aucune de ces thermistances ne correspond au problème posé ici; elles accusent toutes des variations de résistance trop fortes. En utilisant celle de 1 500 Ω (5 kΩ à 0° et 650 Ω à 50°), on voit que, à 50°, une résistance série de l'ordre de 2,7 kΩ serait nécessaire pour obtenir la valeur désirée tandis que, à 0°, une résistance de 5,6 kΩ mise en parallèle avec la thermistance permet d'obtenir les 2,6 kΩ qu'il faut ajouter à la résistance série de 2,7 kΩ pour obtenir les 5,3 kΩ précédemment calculés. Au point 25°, on constate alors un écart assez sensible avec

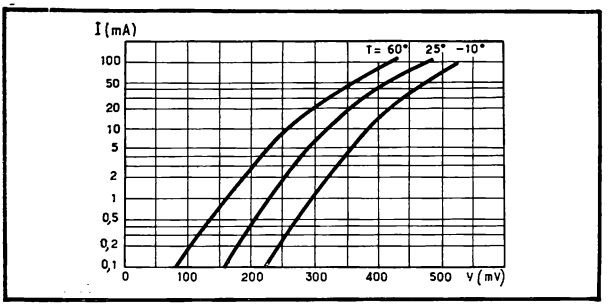


Fig. 142. — L'effet de température d'une diode à semiconducteur, utilisée dans le sens direct, peut être mis à profit pour compenser celui d'un transistor.

la valeur calculée. Pour réduire cet écart, il faudrait faire un nouveau calcul avec une autre valeur de la résistance d'émetteur ou, plus élégamment, écrire trois équations, faisant intervenir les résistances d'émetteur et celles connectées en série et en parallèle avec la thermistance, et effectuer un calcul tel qu'on l'utilise pour concordance en trois points dans le cas de la monocommande des récepteurs de radio.

On voit donc que la correction par thermistance peut être meilleure que celle par contre-réaction; de plus elle est toujours *moins onéreuse* en ce qui concerne la puissance dissipée dans le diviseur de tension de base, la chute sur R_E et la perte de signal de commande dans R_T, comme les valeurs de l'exemple cité le montrent nettement. Cependant, il ne faut pas perdre de vue qu'une thermistance ne répond qu'aux variations de la température ambiante; un montage à contre-réaction, par contre, compense aussi les variations de la température de jonction.

Correction par diode.

La tension aux bornes d'une diode au germanium, parcourue par un courant direct et constant varie, en fonction de la température, comme celle d'émetteur-base d'un transistor, c'est-à-dire de 2 mV/°C. Les courbes de la figure 142, relevées sur une diode à pointe, montrent que cette relation est valable jusqu'à des courants directs de plusieurs dizaines de milliampères.

La figure 143 présente un montage où une diode D est utilisée pour modifier le rapport d'un diviseur de tension R_P, R_T, de façon que la tension de base soit toujours telle que le courant de collecteur devient indépendant de la température. Pour que la régulation soit bonne, il faut que le courant

traversant la diode soit environ 5 à 10 fois plus fort que la valeur maximale du courant de base. Normalement, c'est à la température la plus basse que ce courant possède la valeur la plus forte. Mais si on désire faire travailler un transistor affecté d'un I_{CO} important avec un courant de collecteur faible, il peut arriver que le courant (inverse) de base atteigne le maximum à la température la plus élevée.

Après avoir ainsi fixé le courant I_D, il suffit de déterminer

$$R_P = \frac{V_A - I_C R_E}{I_D}$$

et

$$R_T = \frac{R_E I_C}{I_D}.$$

En reprenant les valeurs de l'exemple précédent, avec $I_D = 150$ µA et $R_E = 200$ Ω, on trouve $R_P = 68$ kΩ et $R_T = 1{,}3$ kΩ. La correction par diode est donc quelque peu plus onéreuse, en ce qui concerne la consommation, que celle par thermistance. Par contre, elle est plus simple à mettre au point, tout d'abord parce que le fabricant peut garantir beaucoup plus étroitement les courbes (fig. 142) d'une diode, que celles (fig. 141) d'une thermistance, où des tolérances de ± 40 % sont courantes. De plus, le prix de revient de la diode

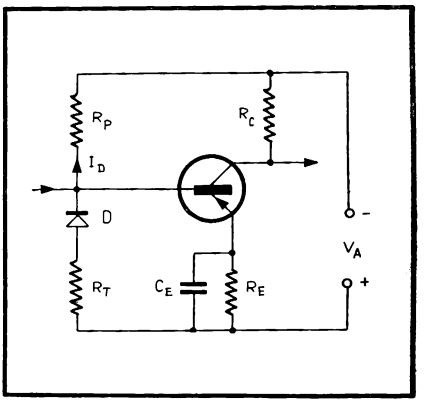


Fig. 143. — Montage de compensation de température utilisant une diode à pointe.

peut être assez bas si on utilise un de ces « éléments correcteurs » que vendent certains fabricants de semiconducteurs et qui ne sont rien d'autre que des diodes déclassées du fait d'un courant inversé trop élevé.

Si la source de commande est un transformateur ou un autre élément indépendant et de faible résistance en courant continu, la correction par diode peut même prendre la forme très simple que montre la figure 144. Ici, il suffit de choisir le courant dans la diode, donc R_P, de façon que (fig. 142) la tension aux bornes de la diode soit égale à celle nécessaire à la polarisation du transistor. Toutefois, il faut veiller à ce que le courant dans la diode reste toujours important devant celui que la base reçoit aux pointes de modulation, cela afin que la diode reste constamment conductrice.

Sous l'influence du signal appliqué, la résistance de la diode risque de varier quelque peu, ce qui est susceptible de déterminer une légère distorsion.

Ce n'est que dans le montage de la figure 143 qu'on peut éviter ce défaut, et cela en donnant à R_T — tout en modifiant en conséquence R_B — une valeur qui restera toujours grande devant la résistance de conduction de la diode.

Bien entendu, les corrections par thermistance ou par diode ne peuvent agir que sur la température ambiante. Dans le cas d'un amplificateur de

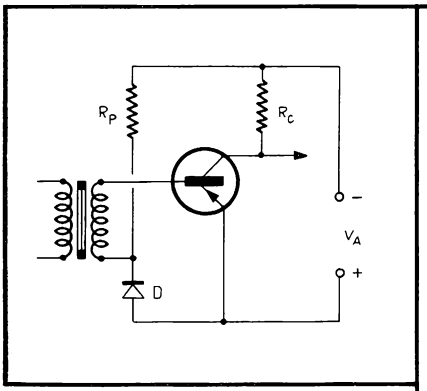


Fig. 144. — Dans un étage commandé par transformateur, une résistance d'émetteur n'est pas nécessaire pour une compensation de température par diode.

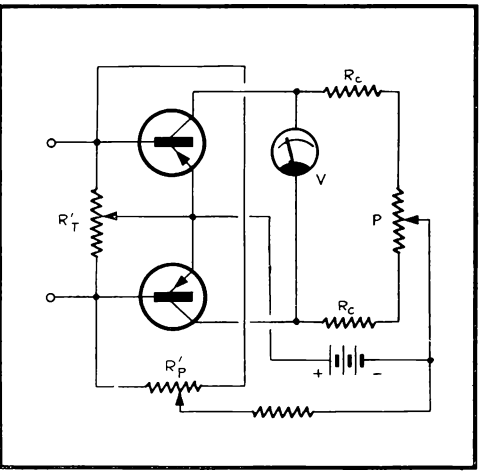


Fig. 145. — Dans ce montage symétrique, on cherche à compenser l'effet de température de l'un des transistors par celui de l'autre.

courant continu, ou travaillant en classe B, les variations de dissipation peuvent être importantes. On peut, au moins partiellement, compenser les variations de température de jonction qui en résultent, en accolant, par un matériau bon conducteur de chaleur, la thermistance ou la diode au boîtier du transistor.

Compensation par montage symétrique.

Les montages précédemment indiqués étaient destinés à la stabilisation du point moyen de fonctionnement d'amplificateurs travaillant avec des signaux alternatifs. Une stabilité bien plus sévère doit être exigée, quand il s'agit d'amplifier des tensions ou courants continus (millivoltmètre ou microampèremètre à transistors). On utilise alors souvent un schéma suivant la figure 145, et dont le principe est basé sur le fait que la *différence* entre les courants de collecteur de deux transistors placés dans une même ambiance doit être indépendante de la température. Pour cela il faut, évidemment, que les deux transistors utilisés aient des comportements de température identiques en courant aussi bien qu'en tension, ce qui implique qu'ils doivent posséder des gains en courant assez voisins.

L'identité de caractéristiques ne pouvant jamais être parfaite, on a prévu, dans le montage de la figure 145, trois réglages, dont $R_{T'}$ permet de compenser d'éventuelles différences dans la résistance interne r_T (fig. 129), $R_{P'}$ permet d'ajuster les polarisations, et P le zéro de l'appareil de mesure. La mise au point consiste à ajuster les trois réglages de façon à obtenir le zéro de l'appareil de mesure aussi bien à entrée court-circuitée qu'à entrée ouverte, et cela en se déplaçant constamment d'une pièce chauffée dans une qui ne l'est pas. De plus, il est souhaitable que la tension émetteur-collecteur soit, pour les deux transistors, égale à la moitié de la tension d'alimentation. Ainsi, quand on applique une tension à mesurer à l'entrée, la dissipation dans les deux transistors reste la même, bien que le courant de collecteur augmente dans l'un et diminue dans l'autre.

Même en prenant toutes ces précautions, il est difficile d'obtenir, avec des transistors au germanium, une stabilité de mesure suffisante par un tel circuit symétrique. Si on utilise des transistors au silicium, le réglage $R_{T'}$ peut être supprimé, puisque le courant initial reste négligeable. Avec plusieurs étages suivant figure 145, on peut alors arriver, avec une bonne stabilité, à 10 mV et 0,1 µA à déviation totale. Pour obtenir des sensibilités plus élevées, on devra utiliser un convertisseur de mesure transformant, par découpage, la grandeur continue à mesurer en une grandeur alternative. Dans l'ouvrage *Les Transistors au Laboratoire et dans l'Industrie* (Editions Radio), on trouvera, au sujet des divers types d'amplificateurs à courant continu, des précisions détaillées ainsi que de nombreux exemples de réalisation.

AMPLIFICATEURS A PLUSIEURS ÉTAGES

Liaison par transformateur.

C'est avec la liaison par transformateurs qu'on obtient, en utilisant un nombre donné de transistors, le plus grand gain en puissance. Comme on le voit d'après la figure 146, le transformateur permet d'adapter la forte résistance de sortie du premier étage à la résistance d'entrée relativement faible du second. Pour son rapport de transformation, il suffit donc de prendre

$$a = \sqrt{\frac{\rho_1'}{r_2'}},$$

les notations ρ_1' r_2' signifiant respectivement la résistance de sortie du premier et la résistance d'entrée du second transistor, aux conditions d'entrée et de sortie données par le reste du montage.

En appliquant la relation ci-dessus, on arrivera, pour le premier transistor, à une résistance de charge égale à la résistance de sortie. Dans ces conditions, la puissance de sortie sera souvent très faible; et il faut vérifier si elle est suffisante pour moduler l'étage suivant. Si on admet que le point moyen de fonctionnement se trouve au milieu d'une droite de charge qu'on peut utiliser entièrement, cette puissance serait

$$P_{c1} = \frac{V_A^2}{2\ R_{c1}},$$

R_{c1} étant la résistance que le transformateur fait apparaître aux bornes de son primaire. En pratique, où il faut compter avec des déplacements du point moyen de fonctionnement, des variations de la tension d'alimentation, et surtout avec les pertes du transformateur, il est prudent de choisir R_{c1} trois ou quatre fois plus petite que la valeur donnant dans l'expression précédente la puissance dont on a besoin pour moduler à fond le second étage.

Pour calculer la valeur de C_E, il suffit d'appliquer la relation (88) indiquée dans le précédent chapitre, le terme R_b étant ici égal à la résistance de sortie de l'étage précédent, ramenée au secondaire du transformateur. La réactance du condensateur C_B doit être, à la plus basse fréquence à transmettre, faible devant la somme constituée de R_b comme définie ci-dessus, et de la résistance d'entrée du second étage. Si on trouve que la valeur obtenue par la mise en parallèle des éléments R_P et R_T du diviseur de tension de polarisation est déjà faible devant cette somme, il est, évidemment, inutile de prévoir ce condensateur de découplage.

Liaison par résistance-capacité.

Avec trois étages en liaison par résistance-capacité on obtient un gain qui n'est pas beaucoup supérieur à celui de deux étages liés par transformateur. Pourtant, étant donné le prix et l'encombrement d'un transformateur, c'est la liaison R-C qu'on préfère en général. Un schéma de principe, avec compensation de température, est représenté dans la figure 147.

La résistance de charge du premier étage est ici donnée par la mise en parallèle de R_C avec R_P, R_T et la résistance d'entrée du second. Cela signifie que le premier transistor travaille pratiquement à sortie fermée. La résistance

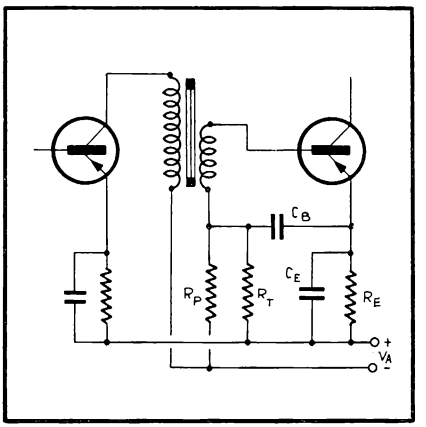


Fig. 146. — Liaison par transformateur, avec compensation de température.

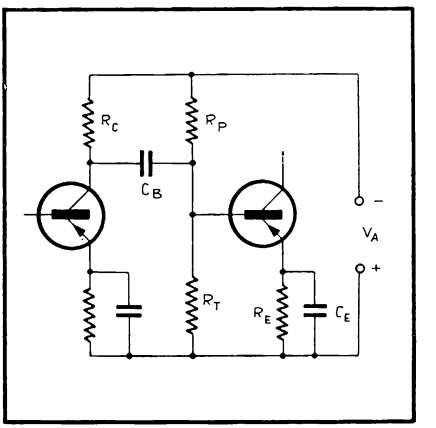


Fig. 147. — La liaison par résistance-capacité se trouve utilisée de manière très fréquente.

d'attaque du second étage est donnée par la mise en parallèle de la résistance de sortie du second avec R_C, R_T et R_P. Souvent, ces valeurs seront suffisamment grandes pour qu'on puisse considérer le second étage comme travaillant en commande par courant. Ces conditions sont notamment réalisées, lorsqu'on travaille avec un courant de collecteur relativement réduit dans le premier transistor, avec une tension d'alimentation assez forte, et avec une compensation de température pas trop sévère.

Le gain en tension du premier étage est alors donné approximativement par le produit de la pente avec la résistance d'entrée du second. Si ces deux transistors travaillent avec un même courant moyen de collecteur, c'est-à-dire avec des pentes égales, le gain en tension du premier est égal au gain en courant du second. En effet,

$$A_1 = s_1 r_2 = s_2 r_2 = \beta_2.$$

Pour estimer le gain en puissance d'un amplificateur travaillant dans de

telles conditions, il suffit donc de multiplier, de proche en proche, les gains en courant des transistors qui l'équipent. Bien entendu, une telle estimation sera d'autant plus optimiste que les valeurs de R_C, R_P et R_T sont plus faibles. Il est donc souvent plus prudent de calculer séparément les gains des divers étages en se servant, pour cela, des relations données dans le chapitre consacré aux paramètres ainsi que des valeurs de résistances de charge et d'attaque définies ci-dessus. C'est indispensable, de toute façon, lorsque les divers étages travaillent sous des courants de collecteur différents.

En ce qui concerne le calcul de C_E (fig. 147), l'expression (88) est toujours valable. Le condensateur de liaison C_B peut être déterminé en choisissant, à la plus basse fréquence à transmettre, sa réactance faible devant la somme constituée, d'une part, par la mise en parallèle de la résistance de sortie du premier étage avec R_C, et, d'autre part, par la mise en parallèle de la résistance d'entrée du second avec R_P et R_T. En pratique, C_B pourra donc être d'autant plus faible que R_C est plus grande; nous avions déjà fait une observation semblable lors de la discussion des commandes par tension et par courant.

Choix du point de fonctionnement en liaison R-C.

Nous avons déjà pu montrer que, lorsque la charge est assimilable à une résistance pure, la puissance maximale de sortie est obtenue quand on polarise le transistor de façon que la tension de collecteur au repos est égale à la moitié de la tension d'alimentation. Il n'en est pas ainsi dans le cas de la liaison R-C, car ici la charge est non seulement constituée par la résistance R_C, mais aussi par la résistance d'entrée globale de l'étage suivant. Cette dernière, généralement plus faible que R_C, est seulement valable en courant alternatif; du fait qu'elle est séparée par un condensateur, elle est infinie en courant continu.

Dans le réseau de la figure 148, on a dessiné, pour une résistance $R_C = 1{,}5$ kΩ, une droite de charge correspondant à une tension d'alimentation de 6 V. Du fait que la résistance d'entrée de l'étage suivant est à considérer comme infinie en courant continu, la valeur de pointe du courant alternatif passant dans cette résistance peut être égale au double du courant de collecteur au point moyen de fonctionnement P. En général, on désire que ce courant soit aussi fort que possible, cela afin d'obtenir une puissance importante pour commander l'étage suivant. On a donc avantage à travailler avec un courant moyen de collecteur aussi fort que possible, c'est-à-dire à placer le point P le plus loin à gauche dans le réseau.

L'emplacement de ce point dépend de l'inclinaison de la droite de charge R_c, valable en courant alternatif. Il s'agit là de la valeur qu'on trouve en mettant R_C en parallèle avec la résistance d'entrée du second étage et avec les éléments du diviseur de tension de polarisation. Dans l'exemple de la figure 148 où on a pris $R_c = 100$ Ω, la droite de charge correspondante a été menée par un point P correspondant à $I_C = 3$ mA et $V_C = 1{,}5$ V. On admettra que cette droite est utilisable entre les points A et B. Dans le réseau, le point B est distant de l'ordonnée $V_C = 0$ de la quantité $V_D + V_{Cm}$. On a donc augmenté

la tension de dechet V_D d'une certaine marge de sécurité V_{cm}. Cela, tout d'abord, parce que le point P est susceptible de se déplacer en fonction de la température, même si le montage est compensé. Ensuite, il faut remarquer que la résistance d'entrée du second étage n'est pas une grandeur linéaire; elle augmente pendant les instants où la tension de collecteur du premier transistor passe par son minimum. Pour tenir compte de ces variations, il faut donc remplacer, dans la figure 148, la droite de charge R_c par la courbe

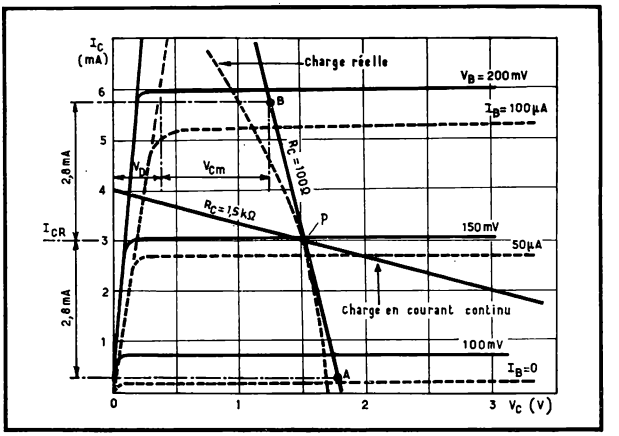


Fig. 148. — La puissance de commande du second transistor sera d'autant plus grande que le courant moyen de collecteur du premier est plus élevé.

pointillée. L'allure de cette courbe fait bien apparaître la nécessité d'une tension de réserve V_{cm}. En général on choisit cette tension entre 0,5 et 1 V.

D'une façon plus générale, on peut par le calcul déterminer le point moyen de fonctionnement P du premier transistor, quand on connaît la résistance d'entrée r_2' du second étage, ainsi que le courant de pointe I_{b2} et la tension de pointe V_{b2} qui sont nécessaires pour moduler à fond ce second étage. En admettant que le point A (fig. 148) se confonde avec l'abscisse, on trouve, pour le courant de repos de collecteur du premier étage,

$$I_{CR} = I_{b2},$$

et pour la tension de repos au collecteur

$$V_{CR} = V_{b2} + V_D + V_{cm};$$

le premier transistor doit donc pouvoir dissiper une puissance au moins égale à

$$P_D = V_{CR} I_{CR}.$$

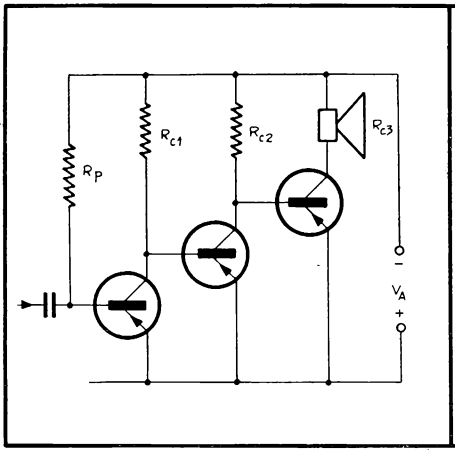


Fig. 149. — Une telle liaison directe n'est possible que si les transistors travaillent avec des courants de collecteur fortement différents.

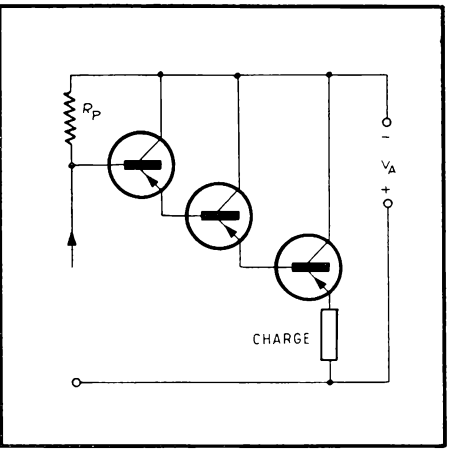


Fig. 150. — Cette cascade d'étages C.C. procure un gain en courant, mais pas un gain en tension.

Finalement, on trouve, pour la résistance de charge en courant continu,

$$R_C = \frac{V_A - V_{CM}}{I_{CM}}.$$

Cette dernière expression n'est valable que si on obtient, pour R_C, une valeur qui est grande devant r_2'. Si cela n'est pas le cas, on ne travaille pas en commande par courant, et on risque d'observer la distorsion caractéristique de la commande par tension. Nous verrons plus loin que cela n'est plus vrai pour certains transistors de puissance; dans ce cas, il peut donc être avantageux de ne pas adopter une commande par courant trop parfaite. Mais il faut alors tenir compte du fait que R_C consomme une partie importante du signal, et prendre

$$R_C = \frac{r_2' (V_A - V_{CR} - V_{b2})}{V_{b2}}.$$

La puissance dissipée par le premier transistor doit ensuite être calculée en partant de cette valeur; puis on en déduit le courant au point moyen de fonctionnement, ce qui permet finalement de déterminer le courant de polarisation du préamplificateur.

Liaison en courant continu.

La liaison directe (fig. 149) est le cas le plus simple de la liaison en courant continu. Chaque transistor se trouve ici polarisé par la tension de

collecteur au repos de l'étage précédent. Comme une amplification linéaire n'est possible que si, pour chacun des transistors, la tension de collecteur reste supérieure à la tension de base, il n'est guère possible de faire travailler tous les trois étages avec un même courant de collecteur. Il est préférable d'adopter, pour chaque transistor, un courant de collecteur qui se trouve, avec celui du précédent, dans un rapport égal à l'amplification de courant. Les variations lentes dans le courant de collecteur du premier étage étant amplifiées par toutes les autres, ce montage est assez sensible à l'effet de température. Comme nous le verrons plus loin, à l'aide d'un exemple avec valeurs, une compensation de cet effet est néanmoins possible, et cela en englobant les trois étages dans un même circuit de régulation.

Dans certains montages électroniques (commande de moteur, par exemple), il peut arriver qu'on doive amplifier un signal non pas en tension, mais uniquement en courant. On peut alors utiliser le schéma de la figure 150 où trois étages collecteur commun sont montés en cascade. Si, pour chacun des

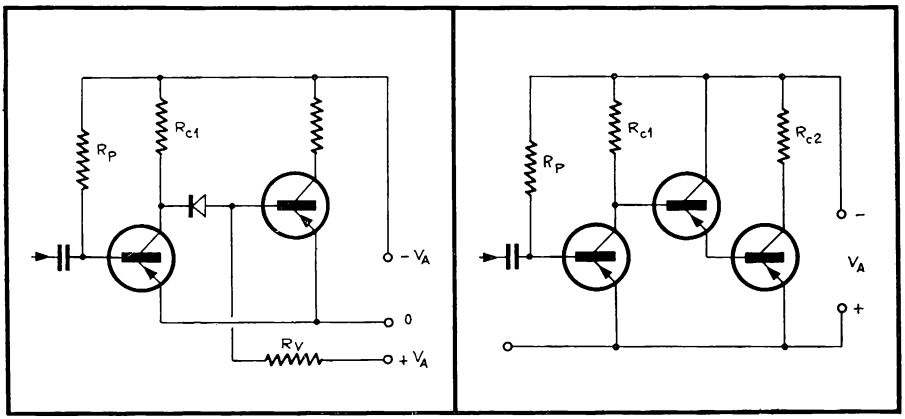


Fig. 151 a et b. — (A gauche). Liaison par diode polarisée dans le sens direct. — (A droite) liaison par transistor monté en collecteur commun.

trois transistors, le gain en courant est de 50, le courant de sortie sera 125 000 fois plus fort que le courant d'entrée. La stabilité en température dépend ici de la résistance interne de la source, laquelle forme, avec R_P, un diviseur de tension. En considérant la charge comme une résistance d'émetteur, on retrouve le montage habituel de stabilisation par contre-réaction en série qui s'exerce à la fois sur les trois étages.

Le courant moyen de collecteur devant, dans les deux montages précédents, augmenter considérablement d'un étage à l'autre, ces montages n'ont un sens que si on dispose, pour leur commande, d'un signal suffisamment fort pour moduler à fond le premier transistor, soit 10 μA environ pour un transistor au germanium, et jusqu'à mille fois moins avec un transistor « faible niveau » ($\beta = 100$ à $I_C = 1$ μA) au silicium. Autrement, on pourra créer la différence de potentiel nécessaire entre collecteur et base de deux étages successifs en

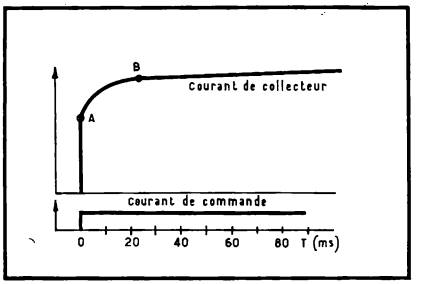


Fig. 152. — Par suite de l'échauffement dû à la dissipation, la réponse d'un transistor est affectée d'une constante de temps, dite thermique.

introduisant une diode dans la liaison (fig. 151*a*). Polarisée à travers la résistance R_V par une tension positive V_A de quelques volts, dans le sens direct, cette diode introduit une différence de potentiel qui est égale à sa tension de coude. Cette tension est de 0,15 et de 0,7 V environ, respectivement pour des diodes à pointe au germanium et au silicium. Le courant dans R_V doit être assez fort pour qu'en aucun cas la diode de liaison ne puisse se trouver polarisée dans le sens de non-conduction.

La figure 151 *b* montre finalement comment on peut remplacer la diode de liaison par un transistor travaillant en collecteur commun; c'est la différence de potentiel entre base et émetteur qui est utilisée ici pour séparer les niveaux continus entre la sortie du premier et l'entrée du second étage. Le gain introduit par le transistor C.C. reste, évidemment, plus faible que celui des autres, mais le montage possède l'avantage de ne pas nécessiter, comme celui de la figure 151 *a*, une source auxiliaire de polarisation. A condition qu'on opère une compensation globale de température, telle qu'elle est indiquée plus loin, on peut travailler avec un courant moyen de collecteur d'une fraction de milliampère seulement.

Lorsqu'on applique, à l'entrée d'un amplificateur à courant continu, une variation brusque relativement importante, on constate (fig. 152) une réponse fidèle du courant de collecteur jusqu'au point A; puis, le courant de collecteur continue à augmenter lentement, bien que le courant de commande soit constant. Cette lente augmentation est due à l'échauffement de la jonction dont la constante thermique de temps est, pratiquement pour tout transistor, de l'ordre de 10 ms. A partir du point B, on peut considérer comme « chargée » la capacité calorifique de la jonction, l'augmentation encore plus lente qui suit étant due à l'échauffement du boîtier ou du radiateur du transistor dont la température peut ne devenir stationnaire qu'au bout de plusieurs minutes.

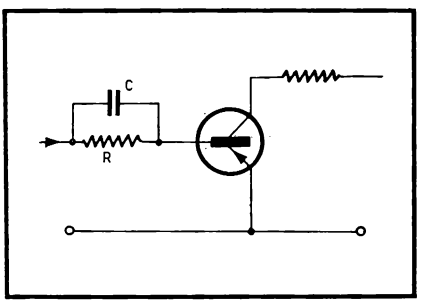


Fig. 153. — La constante de temps thermique de la jonction peut être compensée par un circuit R-C.

La compensation de la constante de temps thermique de la jonction peut être opérée par une cellule (fig. 153) placée à l'entrée de l'amplificateur à courant continu. On calcule R de façon que le point B prenne le même niveau que A en absence de correction, et C de façon que le produit RC soit égal à la constante thermique de la jonction, soit environ autant de fois 10 ms que le montage contient de transistors. Une mise au point à l'oscilloscope à courant continu reste généralement nécessaire. Dans le chapitre suivant, on verra comment on peut mesurer la constante de temps thermique de la jonction d'un transistor. En ce qui concerne la constante de temps thermique due au boîtier et au radiateur, une compensation n'est pratiquement réali-

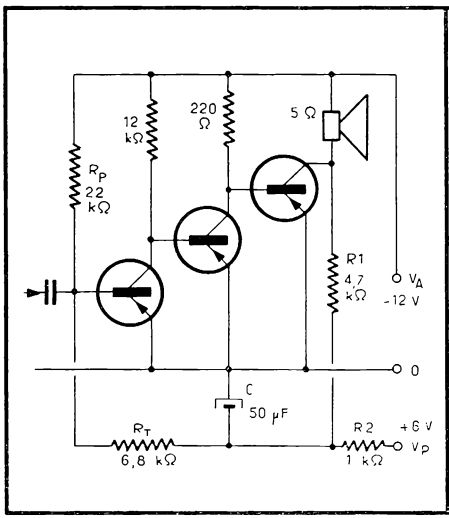


Fig. 154. — Grâce à une source auxiliaire, on peut obtenir ici une compensation de température particulièrement rigoureuse.

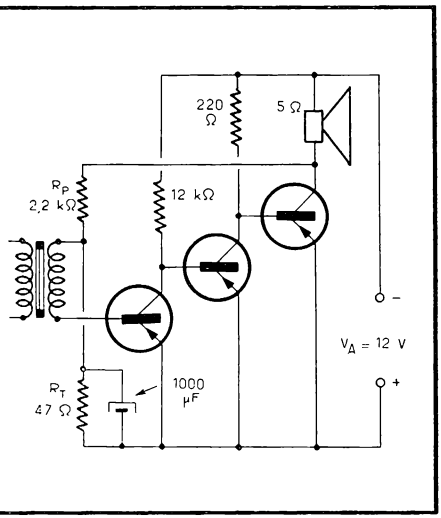


Fig. 155. — La tension de compensation se trouve appliquée ici en série avec le signal de commande.

sable qu'à l'aide d'une thermistance de constante de temps égale et échauffée par le signal amplifié.

Compensation de température sur plusieurs étages.

Le courant de collecteur d'un dernier étage d'un amplificateur à liaison en courant continu étant affecté de l'effet de température de tous les étages précédents, on peut en prélever une fraction, et opérer une compensation globale de température en réinjectant cette fraction à l'entrée. Si on veut que cette contre-réaction n'agisse qu'en courant continu, il suffit de filtrer la tension ainsi prélevée.

La figure 154 montre comment une telle correction peut être appliquée au montage dont le principe avait été donné dans la figure 149. Lors de l'étude

de l'effet de température, on avait vu qu'une compensation devient difficile lorsqu'on adopte un courant de collecteur moyen inférieur à 0,5 mA. C'est donc cette valeur que nous utiliserons ici pour le premier étage; le courant de base du second doit donc également être de 0,5 mA au repos. Dans la résistance de charge du premier transistor, on aura de ce fait un courant de 1 mA, ce qui conduit à prendre 12 kΩ pour la valeur de cette résistance, la chute de tension à ses bornes étant pratiquement égale à la tension d'alimentation. Le gain en courant des deux étages suivants étant égal à 50, on trouve de la même manière les valeurs indiquées, dans le schéma, pour les résistances de charge correspondantes. On pourra donc, à la sortie, utiliser directement un haut-parleur de 5 Ω, à condition qu'il s'agisse d'un modèle capable de supporter un courant permanent de 1,25 A, et que son centrage soit effectué en conséquence.

La charge pouvant ainsi être assimilée à une résistance pure, la tension de collecteur suivra les variations lentes du courant de collecteur, ce qui ne sera pas le cas si on utilise un transformateur de sortie. Par le diviseur de tension R_1 R_2, on peut donc prélever ici une tension de correction sur la sortie. Grâce à la tension auxiliaire V_P, le point médian de ce diviseur de tension se trouve à un potentiel positif par rapport à la base du premier étage qu'on peut ainsi polariser par le diviseur habituel R_P R_T. Le condensateur C supprime la composante alternative de la tension de contre-réaction. Il est évident que ce principe n'est applicable que dans le cas d'un amplificateur dans lequel se produisent un nombre impair d'inversions de phase.

A la rigueur, on peut éviter la source auxiliaire, quand l'amplificateur se trouve attaqué par un transformateur (fig. 155). On peut alors, sans perte de signal, choisir R_T relativement faible. Néanmoins, la fraction de la tension de sortie réinjectée dans l'entrée sera plus réduite que précédemment, et la compensation de température sera donc un peu moins bonne.

Finalement (fig. 156), il reste la possibilité de prévoir des résistances d'émetteur dans tous les étages, résistances qu'il faut, évidemment, calculer de façon que les tensions d'émetteur soient partout égales. Dans la mesure où on n'arrive pas à des capacités prohibitives, on peut découpler ces résistances par des condensateurs. Dans le dernier étage, cela n'est guère possible, puisqu'on devrait prendre une capacité de l'ordre du dixième de farad.

Liaison par transistor complémentaire.

La figure 157 montre comment une liaison en courant continu entre deux étages équipés de transistors *p-n-p* peut être effectuée par un transistor *n-p-n*. Tous les trois transistors travaillant ici en émetteur commun, on en utilise entièrement le gain, et cela d'autant plus qu'il n'y a aucune perte par résistance de charge. Chaque transistor amplifiant le courant de sortie du précédent, il faut que les courants moyens de collecteur soient proportionnels aux gains en courant. Comme, pour des raisons de stabilité, on ne peut guère adopter un courant de collecteur inférieur à 0,5 mA pour le premier étage, ce type d'amplificateur ne sera donc avantageux que si on dispose, pour le commander, d'un signal d'amplitude suffisante pour moduler à fond ce premier étage.

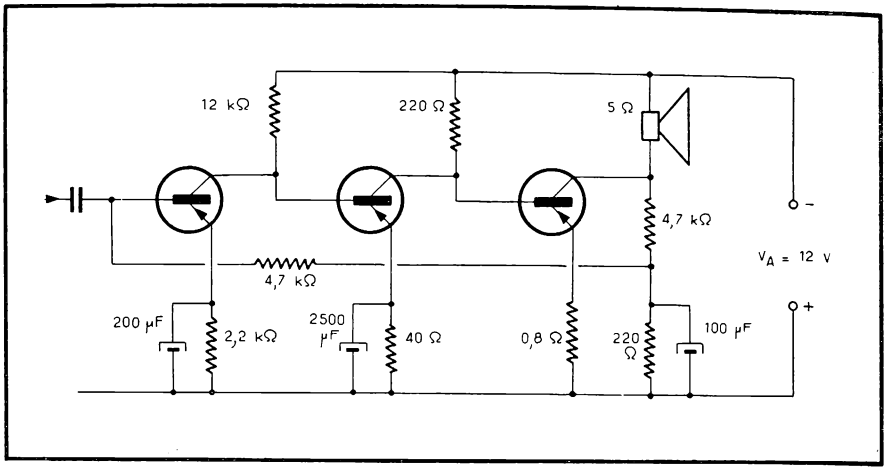


Fig. 156 (ci-dessus). — Compensation globale avec résistances individuelles d'émetteur.

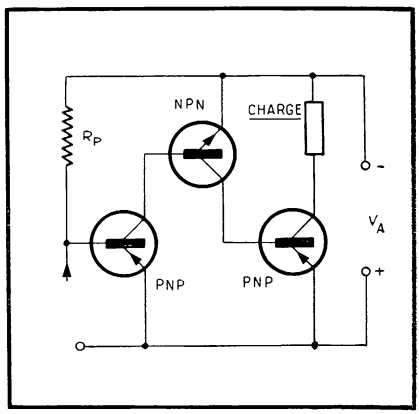


Fig. 157 (ci-contre). — Liaison par transistor complémentaire.

Chacun des étages opérant une inversion de phase, le signal de sortie se trouve en opposition de phase avec le signal d'entrée. On peut donc, ici encore, effectuer une compensation globale de température, en utilisant l'un des principes précédemment exposés.

Chez certains fabricants, on constate de plus en plus la tendance de ne plus fabriquer que des transistors *p-n-p* au germanium, et des *n-p-n* au silicium. On pourra donc être conduit à réaliser un montage hybride, utilisant des transistors au silicium et au germanium, ce qui, évidemment, n'a aucune importance du point de vue fonctionnement.

Les possibilités d'utilisation des transistors complémentaires ne se limitent pas, d'ailleurs, à l'exemple de la figure 157. Toutes sortes de combinaisons de divers montages fondamentaux restent possibles, mais on ne les rencontre que rarement en pratique. Néanmoins, il peut être utile de savoir qu'on peut charger un *p-n-p* par l'espace collecteur d'un *n-p-n*. Le premier travaille alors avec une résistance de charge qui est égale à la résistance de sortie du second. Le fait que cette dernière peut être assez forte n'empêche pas que

le premier transistor puisse travailler avec un courant de collecteur relativement important, et avec une tension d'alimentation réduite. Le *n-p-n* ainsi utilisé en charge possède donc les propriétés d'une bobine de faible résistance et de self-induction infinie!

Le bruit de fond dans les amplificateurs à transistors.

Comme *facteur de bruit* d'un amplificateur on définit généralement le quotient entre les rapports signal/bruit à l'entrée et à la sortie, soit

$$F_n = \frac{P_{s1} P_{n2}}{P_{n1} P_{s2}},$$

où P_s et P_n sont les puissances de signal et de bruit, les indices 1 et 2 se référant à entrée et sortie. On peut également déterminer un *facteur de bruit différentiel* ($F_{nd} = F_n - 1$); c'est le nombre qui mesure combien de fois le bruit de l'amplificateur est plus grand que celui d'un amplificateur idéal dont la résistance d'entrée constitue la seule source de bruit. Si cet amplificateur se trouve commandé par une source de résistance interne donnée, c'est évidemment la mise en parallèle de cette résistance interne avec la résistance d'entrée qui compte comme source de bruit. Ce bruit est d'origine thermique; la tension efficace de bruit qui se développe aux bornes d'une résistance R est donnée par l'expression

$$V_n = 2 \sqrt{R\, k\, T\, \Delta f},$$

où $k = 1{,}37 \times 10^{-23}$ est la constante de Boltzmann, T la température absolue, et Δf la bande passante de l'amplificateur. Pour des températures comprises entre 20 et 30 °C, on a approximativement,

$$V_n = 0{,}13 \sqrt{R\, \Delta f},$$

V_n étant obtenue en microvolts, si on exprime R en kiloohms et Δf en kilohertz.

Dans le cas du transistor, le bruit thermique produit par le circuit d'entrée est souvent loin d'être négligeable devant le bruit propre de l'amplificateur, ce qui se traduit par le fait que le souffle diminue considérablement lorsqu'on court-circuite l'entrée. En effet, la résistance équivalente d'entrée est alors nulle.

Le gain du premier étage d'un amplificateur est généralement suffisamment élevé pour que le bruit des autres devienne secondaire. En pratique, il suffit donc de choisir pour ce premier étage un transistor dont le facteur de bruit est particulièrement bas. Les fabricants expriment généralement les facteurs de bruit de leurs transistors en décibels. Une valeur de 3 dB (égale à un rapport de 2 en puissances) signifie, si elle a été mesurée avec un générateur de commande dont la résistance interne est égale à la résistance d'entrée du transistor, que le facteur de bruit différentiel est de 1 (ou de 0 dB), c'est-à-dire que le transistor n'ajoute pratiquement aucun bruit propre à

celui engendré par la résistance interne de la source de commande. Dans certains catalogues, on trouve même des indications de 2 dB pour le facteur de bruit. Il s'agit là de valeurs mesurées avec un générateur dont la résistance interne est légèrement plus faible que la résistance d'entrée du transistor (adaptation au meilleur rapport signal/bruit), le bruit propre du transistor restant toujours négligeable.

Des transistors présentant des facteurs de bruit aussi faibles sont actuellement une marchandise courante; le problème du bruit d'un amplificateur à transistors se trouve donc souvent réduit à celui de la résistance d'entrée.

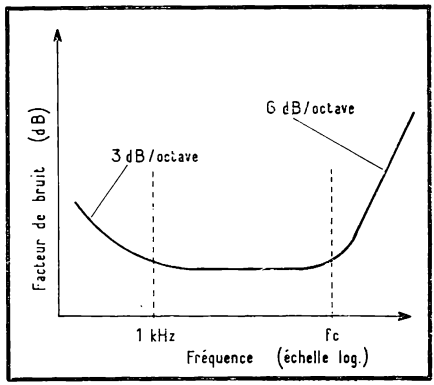


Fig. 158. — L'amplitude du bruit est particulièrement réduite aux faibles courants de collecteur.

Néanmoins, il ne faut pas oublier que le transistor ne produit pas un « bruit blanc », c'est-à-dire que les composantes du spectre de ce bruit n'ont pas toutes la même amplitude. La figure 158 montre que, pour des fréquences inférieures à 500 ou 1 000 Hz, l'amplitude du bruit croît, quand la fréquence diminue. Théoriquement, ce bruit serait même infini en courant continu. En pratique, cela se limite heureusement à des variations lentes et spontanées qui n'affectent en rien le fonctionnement d'un amplificateur B.F. Mais quand il s'agit d'amplifier une très faible tension continue, ces variations sont souvent gênantes, si bien qu'on préfère, généralement, convertir ladite tension continue en alternative, avant de la faire amplifier par des transistors.

Comme on le voit encore d'après la figure 158, l'amplitude de bruit d'un transistor reste faible et constante entre 1 000 Hz et une fréquence f_c qu'on peut pratiquement confondre avec la fréquence de coupure du gain en puissance, grandeur dont on fera connaissance lors de l'étude du transistor H.F. Au-delà, le bruit augmente très rapidement, du fait que l'amplification diminue fortement. L'indication du facteur de bruit n'a donc un sens que si la fréquence de mesure est donnée en même temps. En général, on effectue la mesure à 1 000 Hz, avec une bande passante de 1 Hz.

Cependant le facteur de bruit d'un transistor dépend non seulement de la fréquence, mais aussi, et cela souvent d'une manière beaucoup plus sensible, du courant et de la tension de collecteur. Pour les faibles valeurs de cette dernière, il reste à peu près constant. A partir d'une certaine limite, qui peut être de 1 V pour certains transistors et de 10 V pour d'autres, le bruit augmente très rapidement. Ces valeurs varient sensiblement pour les transistors d'un

même type; ce n'est donc que par l'essai qu'on peut les déterminer. Toujours est-il qu'on arrive sûrement à un bruit de fond réduit lorsqu'on utilise un montage comme ceux de la figure 151 où la tension de collecteur du premier étage se trouve toujours maintenue à une fraction de volt, pourvu qu'on effectue une compensation de température.

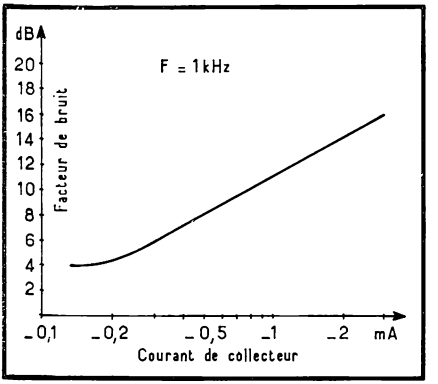


Fig. 159. — Le facteur de bruit est particulièrement réduit aux faibles courants de collecteur.

Le bruit d'un transistor varie également avec le courant de collecteur, et ici on peut établir une loi plus généralement valable. La figure 159 montre ainsi qu'on a avantage à ne pas dépasser un courant de collecteur de 0,5 mA dans un étage d'entrée. Bien entendu, un fonctionnement correct avec une intensité de collecteur aussi faible n'est possible qu'en compensant soigneusement l'effet de température. Comme cet effet est pratiquement négligeable dans le cas de certains transistors au silicium, dits « à faible niveau », on peut parfaitement utiliser ces transistors avec un courant de collecteur de quelques microampères seulement. Le bruit propre du transistor devient alors négligeable devant celui de la résistance d'attaque, et la résistance d'entrée pourra être voisine du mégohm.

MESURES SUR LES TRANSISTORS

Vérification et repérage des électrodes.

Un transistor étant, comme nous l'avons vu, constitué par deux diodes accolées, il est très facile de vérifier ces diodes à l'aide d'un simple ohmmètre. En connectant un tel appareil entre base et émetteur, on doit mesurer, dans un sens, une résistance beaucoup plus faible (ordre du kiloohm) que dans l'autre (quelques centaines de kiloohms). Il en est de même, lorsque l'ohmmètre se trouve branché entre base et collecteur; par contre, on doit trouver, dans les deux sens, une résistance relativement élevée (quelques dizaines de kiloohms) entre émetteur et collecteur. Une telle vérification ne donne, évidemment, pas encore d'indication sur les propriétés d'amplification du transistor, mais elle permet sûrement d'éliminer tout échantillon présentant un court-circuit ou une coupure internes.

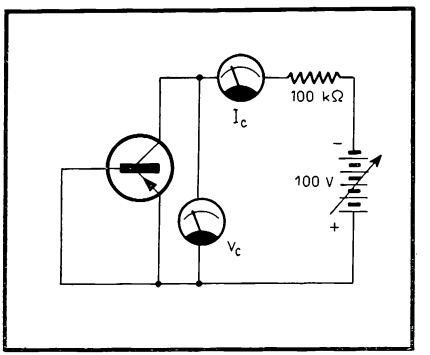


Fig. 160. — La tension maximale de collecteur qu'un transistor peut supporter est fonction de sa tension de Zener qu'on peut mesurer par ce montage.

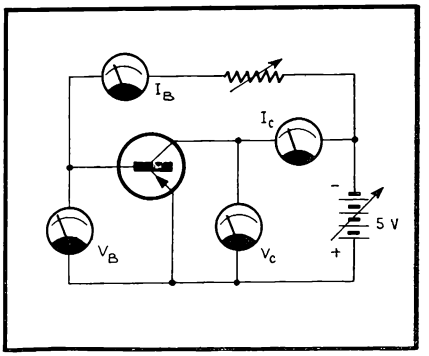


Fig. 161. — Un transistor ne peut accepter un courant de collecteur supérieur à celui qui, à la tension de déchet correspondante, donne lieu à la dissipation limite.

L'ohmmètre sera également utile, quand on ignore la correspondance des fils de sortie d'un transistor. Cela n'arrivera que rarement, car, en général, le collecteur est marqué d'un point rouge; si les trois fils de sortie sont disposés en ligne, celui du milieu correspond à la base; dans le cas d'une disposition triangulaire, émetteur, base et collecteur sont souvent disposés dans le sens des aiguilles d'une montre, le boîtier étant vu d'en dessous; certains transistors comportent, enfin, un ergot à côté de l'émetteur sur le fond de leur boîtier. Si on ne peut utiliser ces critères, on commence par déterminer, à l'ohmmètre, les deux sorties entre lesquelles la résistance est relativement grande dans les deux sens, et qui sont émetteur et collecteur. Dans le cas d'un tran-

sistor de faible puissance, on trouvera environ 10 kΩ dans un sens, et 50 kΩ dans l'autre. Ces valeurs n'ont rien d'absolu; elles dépendent beaucoup de la tension de la source d'alimentation de l'ohmmètre ainsi que de la gamme de mesure. Mais pour la plus faible de ces valeurs, le négatif de l'ohmmètre correspond au collecteur dans le cas d'un *p-n-p*, et à l'émetteur dans le cas d'un *n-p-n*. Si on connaît la polarité du transistor, les trois électrodes se trouvent donc ainsi déterminées. Dans le cas contraire, il suffit de mesurer le sens de conduction de l'une des jonctions, pour être fixé.

Il reste à signaler qu'il existe des transistors possédant quatre fils de sortie. Il peut alors s'agir de tétrodes, et, dans ce cas, une méthode de repérage aussi simple que la précédente n'est pas possible. Mais, le plus souvent, l'un des quatre fils, généralement celui situé entre collecteur et base, constitue une connexion de blindage, reliée simplement au boîtier.

Mesure des caractéristiques limites.

Pour savoir quelle tension de collecteur peut supporter un transistor, il suffit de déterminer le coude de Zener de la jonction base-collecteur. On peut se servir, pour cela, du montage de la figure 160, où l'échantillon à mesurer se trouve alimenté par une source variable entre 0 et 100 V, et par l'intermédiaire d'une résistance de protection de 100 kΩ. En augmentant progressivement la tension d'alimentation, on constate d'abord un courant initial très faible, d'une dizaine de microampères dans le cas d'un transistor au germanium de faible puissance, inférieur au microampère dans un transistor au silicium, mais pouvant atteindre 1 mA avec un transistor de puissance au germanium. Ce courant commence à croître brusquement, dès qu'on dépasse une certaine valeur de la tension d'alimentation; la tension V_C devient alors pratiquement constante, et précisément égale à la tension de Zener recherchée. On peut alors admettre que le transistor est utilisable jusqu'aux deux tiers de la tension ainsi déterminée.

Le courant maximal de collecteur qu'un transistor peut admettre est donné en divisant la puissance maximale qu'il peut dissiper par la tension de dechet correspondant précisément à ce courant. Il faut donc procéder par approximations successives; on peut se servir, pour cela, du montage de la figure 161. On augmente progressivement la tension d'alimentation, en maintenant I_B toujours à une valeur légèrement supérieure à celle correspondant à la saturation, c'est-à-dire pour laquelle une augmentation supplémentaire ne provoque plus de modification de I_C. La puissance dissipée dans le transistor est non seulement donnée par le produit $I_C V_C$, mais aussi par celui $I_B V_B$ qui, aux forts courants de collecteur, peut ne plus être négligeable devant le premier.

Pour déterminer le courant maximal qu'un transistor peut supporter, il est donc nécessaire d'en connaître la puissance de dissipation. On sait que cette grandeur n'est limitée que par la température de jonction; c'est donc par la mesure de cette dernière qu'il faut procéder. Or une telle mesure est surtout difficile du fait que la constante de temps thermique de la jonction y joue un rôle important.

Mesure de la température et de la constante de temps thermique de jonction.

Bien entendu, il ne peut être question de placer un thermomètre dans un transistor pour en mesurer la température de jonction. Il suffit de remarquer que, du fait de sa sensibilité à la température, le transistor constitue lui-même un excellent thermomètre.

Pour commencer, on doit étalonner ce thermomètre, et cela en plongeant le transistor dans un bain d'huile dont on fait varier la température tout en mesurant, sous une tension d'alimentation relativement faible, le courant

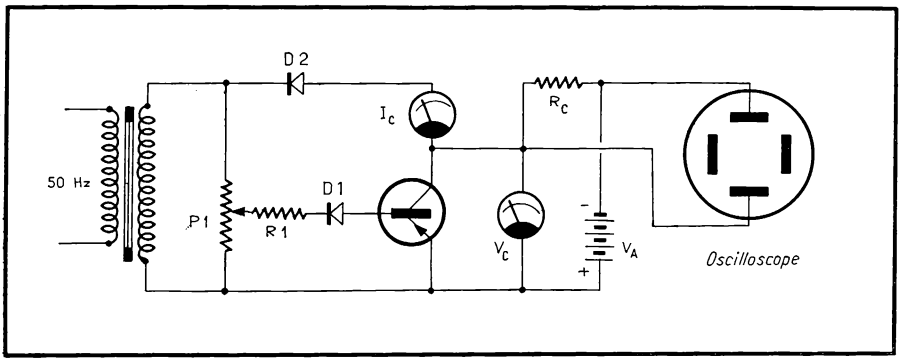


Fig. 162. — Montage pour la mesure de la température et de la constante de temps thermique de la jonction.

initial de collecteur à base ouverte. On peut ainsi tracer une courbe exprimant ce dernier en fonction de la température. Plus simplement, on peut encore se baser sur la loi approximative selon laquelle le courant initial double chaque fois que la température augmente de 8 °C.

Puis, on utilise un montage suivant figure 162, où le transistor se trouve alimenté et commandé par une source alternative au travers de deux diodes, D_1 et D_2. Pendant l'alternance correspondant aux polarités que le transistor doit recevoir en fonctionnement normal, les deux diodes conduisent; le transistor dissipe alors une puissance dont on peut déterminer la valeur moyenne d'après les indications des appareils I_C et V_C. Pendant l'autre alternance, le transistor se trouve déconnecté de sa source alternative d'alimentation; et sa base se trouve pratiquement « en l'air », pourvu qu'on prenne, pour D_1, une diode de résistance inverse suffisamment forte. Le courant qui passe alors dans la résistance de charge R_C est le courant initial dont on connaît la relation avec la température de jonction. Pour le mesurer, on peut brancher un oscilloscope étalonné en courant continu aux bornes de R_C. On constatera alors que ce courant, donc la température, ne reste nullement constante pendant l'alternance de mesure. C'est uniquement la valeur correspondant au début de l'alternance de mesure qui renseigne sur l'échauffement dû à la

dissipation pendant l'alternance de conduction. De l'affaiblissement qu'on constate ensuite, en fonction du temps, on peut déduire la constante de temps thermique de la jonction. Il s'agit là du temps qui s'écoule jusqu'à ce que la différence de température entre jonction et boîtier tombe à $1/e = 0{,}37$ de la valeur constatée immédiatement après la période de conduction. La mesure de la température de boîtier peut être effectuée par un thermomètre de contact ou, plus simplement, en extrapolant la courbe observée à l'oscilloscope, ou encore par celle du courant initial observé après une coupure suffisamment prolongée de l'alimentation alternative.

On constatera que cette constante de temps thermique est de l'ordre de 10 ms pour à peu près tous les transistors. Elle est donc beaucoup trop courte pour être appréciable autrement qu'à l'oscilloscope. Une mesure qui consisterait à faire dissiper au transistor une puissance donnée, puis d'en libérer la base pour mesurer le courant initial par un galvanomètre, ne pourra donc renseigner sur rien d'autre que la température de boîtier.

Par la mesure oscilloscopique, en revanche, on peut déterminer pour quelle dissipation le transistor atteint sa température de jonction limite. Cette dernière est généralement indiquée par le fabricant. Comme elle dépend du degré d'impuretés dans le semiconducteur, on ne peut la déterminer *a priori*. Tout ce qu'on peut dire, c'est qu'elle est généralement supérieure à 60 °C dans le cas d'un transistor au germanium, et supérieure à 120 °C pour le silicium.

Relevé d'un réseau de caractéristiques.

On a pu voir que l'effet de température d'un transistor est beaucoup moins sensible en commande par courant qu'en commande par tension. Ainsi, on peut relever, avec une approximation suffisante pour la pratique, les courbes I_B d'un réseau universel en utilisant une méthode statique « point par point ». Mais pour les courbes V_B, cela ne serait admissible que si on se contente de puissances dissipées extrêmement faibles. Un tracé à l'oscilloscope serait possible, mais souvent la constante de temps thermique du transistor est tellement réduite qu'on serait obligé d'utiliser des fréquences auxquelles les courbes subissent des distorsions dues aux capacités internes du transistor...

La méthode la plus précise semble être celle du relevé à dissipation constante. On s'arrange pour que le produit $V_C I_C$ reste toujours constant et approximativement égal à la puissance nominale du transistor. On est ainsi sûr de travailler toujours avec la même température de jonction. On relève alors les points d'intersection des courbes I_B et V_B avec une hyperbole de dissipation constante. Pour connaître l'inclinaison des courbes, on effectue, pour chacun de ces points, une mesure dynamique de la résistance de sortie, à entrée fermée dans le cas de courbes de tension, et à entrée ouverte dans celui des courbes de courant.

Un montage de mesure est représenté dans la figure 163. La tension et le courant continus de collecteur sont mesurés par les appareils V_C et I_C., ceux de base par les appareils I_B et V_B. Si les deux voltmètres ne sont pas du type électronique, il faut tenir compte du courant qu'ils consomment et

qui s'ajoute à I_B et I_C. La résistance R doit être au moins dix fois plus grande que la résistance d'entrée du transistor, soit 100 kΩ environ dans le cas d'un transistor de faible ou moyenne puissance, 10 kΩ ou 2 kΩ dans celui d'un transistor de puissance.

Dans le circuit de collecteur, on trouve deux transformateurs dont l'un (T_2) sert à injecter une tension alternative de mesure. L'amplitude de cette tension doit toujours être inférieure à la tension continue de collecteur V_C. La fréquence peut être comprise entre 200 et 1 000 Hz. Avec le transformateur T_1, on effectue la mesure de la composante alternative du courant de collecteur. Sur l'enroulement de collecteur, un contacteur permet de choisir plusieurs résistances shunt qui correspondent à autant de gammes de sensibilité de l'appareil de mesure I_C. Ces résistances sont à déterminer expéri-

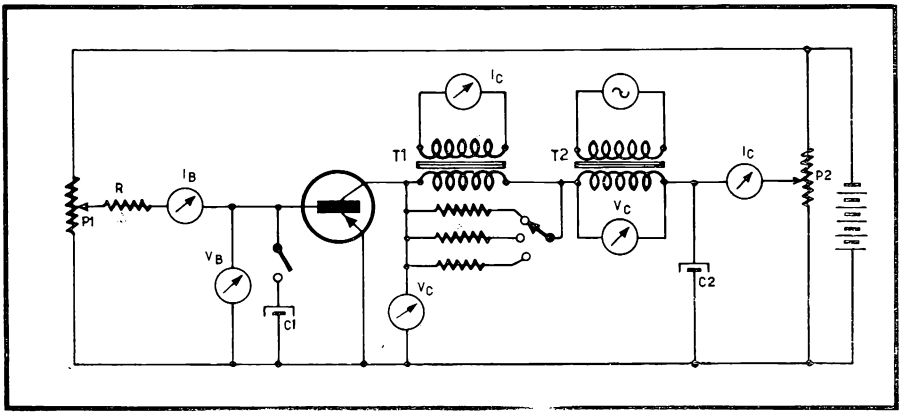


Fig. 163. — Montage pour le relevé d'un réseau de caractéristiques universelles.

mentalement par un étalonnage préalable, effectué à la fréquence de mesure. Ici encore, on doit s'arranger pour que la valeur de pointe de la chute de tension alternative aux bornes de l'enroulement de collecteur reste toujours plus faible que la tension continue V_c. Pour T_1 et T_2, on peut utiliser des transformateurs de haut-parleur d'un assez grand modèle, le secondaire constituant l'enroulement de collecteur. Dans le cas de T_1, il convient d'augmenter l'entrefer, si on veut mesurer des transistors de puissance sous des courants de collecteur de plusieurs ampères. L'appareil indiquant I_C peut être un voltmètre ou un millivoltmètre électronique qu'on étalonne expérimentalement en vérifiant si la présence d'un courant continu dans l'enroulement de collecteur ne modifie pas cet étalonnage. A la fréquence de mesure, les condensateurs C_1 et C_2 doivent présenter des réactances qui, respectivement, sont faibles devant les résistances d'entrée et de sortie du transistor mesuré.

A l'aide de P_1, on commence par régler la déviation de I_B sur une valeur correspondant à une des courbes qu'on désire relever. Avec P_2, on augmente alors V_C jusqu'à ce que le produit $I_C V_C$ ait atteint la valeur qu'on s'est fixée,

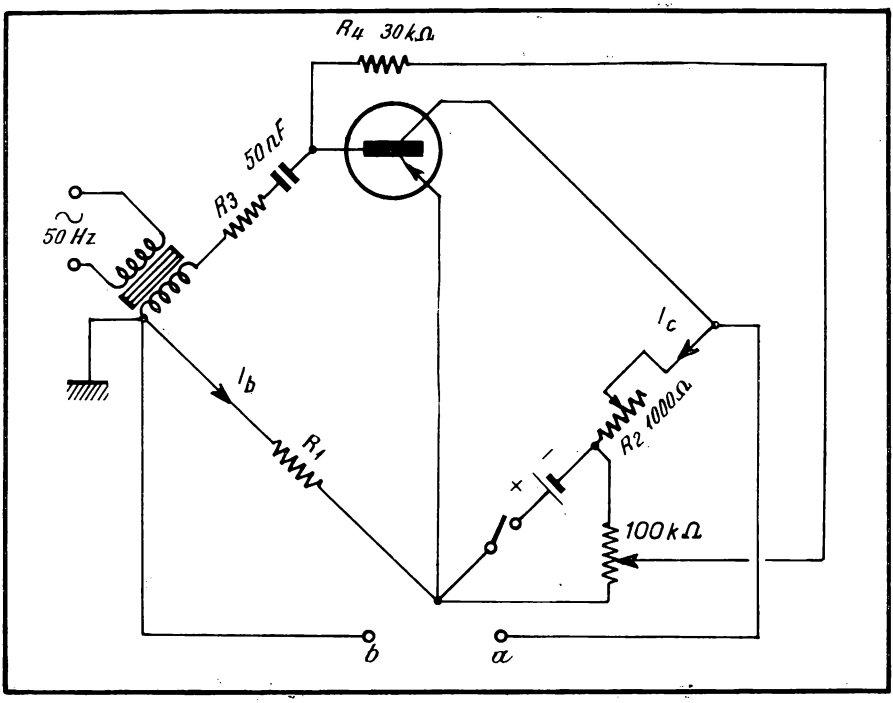


Fig. 164. — Principe d'un pont permettant la mesure du gain en courant d'un transistor.

sauf si cela devait conduire à une valeur de V_C plus élevée que celle que le fabricant autorise. On possède ainsi un point de la courbe I_B; pour en connaître l'inclinaison, il suffit de former le rapport des grandeurs alternatives V_c et I_c, le condensateur C_1 étant déconnecté. Ensuite, on dérègle P_1 jusqu'à la valeur « ronde » de V_B la plus proche; on réajuste P_2 pour revenir à la puissance nominale et on définit l'inclinaison de la droite V_B correspondante en formant le rapport V_c/I_c, le condensateur C_1 étant, cette fois-ci, mis en circuit. Si on veut également déterminer les coudes à l'extrémité gauche du réseau, on doit effectuer des mesures statiques à faible puissance qu'on extrapole ensuite sur les caractéristiques relevées en régime dynamique.

Mesure des paramètres par la méthode du pont.

Lors de l'étude des paramètres universels, nous avons déjà mentionné les montages de mesure couramment utilisés pour le relevé de ces paramètres. Il existe également des montages en pont permettant de déterminer ces grandeurs avec une précision très grande. Or il faut objecter ici que « l'art du transistor » consiste précisément à obtenir un résultat final indépendant des

tolérances de caractéristiques. La précision qu'offre une mesure par pont n'a donc souvent qu'une valeur académique.

Cependant, la mesure par pont étant basée sur un équilibre de zéro, elle peut faire appel à un appareil indicateur beaucoup moins coûteux que celui qui serait nécessaire pour une mesure à lecture directe. C'est donc grâce à la simplicité des moyens mis en œuvre qu'on utilise souvent le principe du pont dans les appareils destinés à la vérification des transistors. Les principaux paramètres d'un transistor utilisé en B.F. sont la pente et la résistance d'entrée. En ce qui concerne la première, tous les transistors se comportent à peu près de la même façon; il n'est donc pas indispensable de la mesurer. La résistance d'entrée dépendant du courant de collecteur, on préfère mesurer, à sa place, le gain en courant; on évite ainsi l'obligation d'effectuer la mesure sous un courant de collecteur bien défini.

Le schéma de principe d'un pont mesurant le gain en courant est reproduit dans la figure 164. Le transistor est doté d'une résistance de charge variable et se trouve alimenté par une pile. La polarisation, réglable par un potentiomètre, lui est appliquée par l'intermédiaire d'une résistance de protection R_4. La résistance R_3 étant choisie grande devant la résistance d'entrée du transistor, ce dernier se trouve commandé en courant par une source alternative, délivrant une dizaine de microampères. Ce courant traverse également la résistance R_1 où il crée une chute de tension alternative se trouvant, à cause de l'inversion de phase dans le transistor, en opposition à celle apparaissant aux bornes de la résistance de charge R_2. Cette dernière a été choisie suffisamment faible pour que le transistor puisse être considéré comme travaillant à sortie fermée.

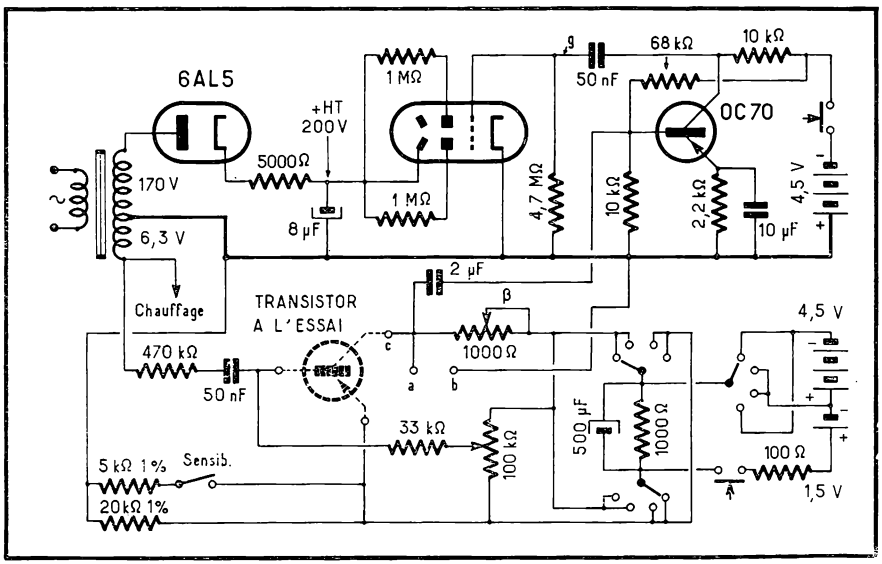


Fig. 165. — Schéma complet du pont à transistors.

Le gain en courant du transistor étant donné par le rapport entre les courants i_b et i_c, parcourant respectivement R_1 et R_2, on doit avoir, si R_2 est réglé de façon que la tension entre *a* et *b* soit nulle,

$$\beta = R_1/R_2.$$

La résistance R_1 étant connue avec précision, il suffit d'étalonner le rhéostat R_2 soit en ohms, soit directement en unités d'amplification de courant, et de prévoir un appareil indiquant la tension entre les points *a* et *b*. Cette tension étant de 50 mV au maximum, il faut un indicateur sensible au millivolt, pour apprécier le zéro avec précision.

Dans le schéma complet de l'appareil (fig. 165), la tension issue du pont se trouve amplifiée par un transistor monté avec compensation de température, avant d'être conduite à un indicateur cathodique. La faible résistance d'entrée du transistor n'est nullement nuisible ici; on peut, en effet, court-circuiter la diagonale d'un pont en équilibre sans créer de perturbation, puisque la tension de sortie est alors nulle. L'indicateur cathodique se trouve alimenté par un petit transformateur dont l'enroulement de chauffage fournit également la tension de commande au transistor à l'essai.

L'alimentation du transistor mesuré et celle du transistor d'amplification se fait par deux piles séparées, mises en circuit par un bouton poussoir double. On pourrait également utiliser des alimentations à redresseur, mais il faudrait alors prévoir un filtrage très soigné et, sur le transformateur, un écran de blindage abritant l'enroulement d'alimentation du transistor à l'essai contre tout couplage capacitif avec les autres enroulements. A défaut de ces précautions, on obtient un minimum flou et déplacé.

Un commutateur est prévu pour qu'on puisse choisir entre deux tensions d'alimentation : 1,5 et 6 V. Ce même contact permet l'inversion de la polarité, pour qu'on puisse essayer des transistors *p-n-p* aussi bien que des *n-p-n*. Pour

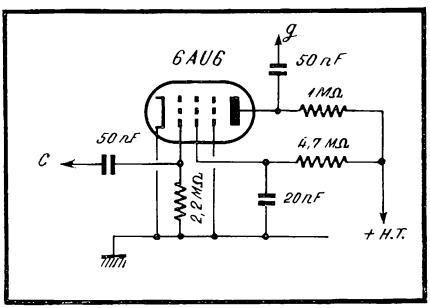


Fig. 166. — Une pentode peut remplacer le transistor amplifiant la tension d'équilibre du pont.

éviter un court-circuit de la pile au moment de la commutation, et tout dommage pour le transistor en cas de fausse manœuvre, une résistance de 100 Ω a été insérée dans le circuit d'alimentation. Un condensateur de 500 µF évite les erreurs que pourrait causer la résistance interne de la source.

Eventuellement, on peut remplacer le transistor amplificateur de mesure par le montage à tube de la figure 166; les lettres qui y sont portées renvoient aux points correspondants de la figure 165. Le gain de ce montage est suffisant; mais le tube étant plus sensible aux ronflements, on risque d'obtenir un minimum moins net.

Le pont étant conçu de façon que le transistor essayé ne puisse pas dissiper plus de 60 mW dans le pire cas de fausse manœuvre imaginable, on peut s'en servir sans aucune appréhension. Après avoir branché le transistor, on appuie sur le bouton « mesure » et on agit successivement sur les potentiomètres « polarisation » et « gain en courant », jusqu'à ce qu'on obtienne un minimum aussi net que possible. Par le commutateur « sensibilités » (fig. 165) on a le choix entre deux gammes de mesure; 4 à 40 et 20 à 200.

Mesures sur un étage d'amplification.

Sur un montage réalisé, notamment quand il s'agit d'un « circuit imprimé », il est très difficile d'effectuer des coupures de connexions pour mesurer des courants. L'art de la vérification consiste donc à se contenter exclusivement de mesures de tensions.

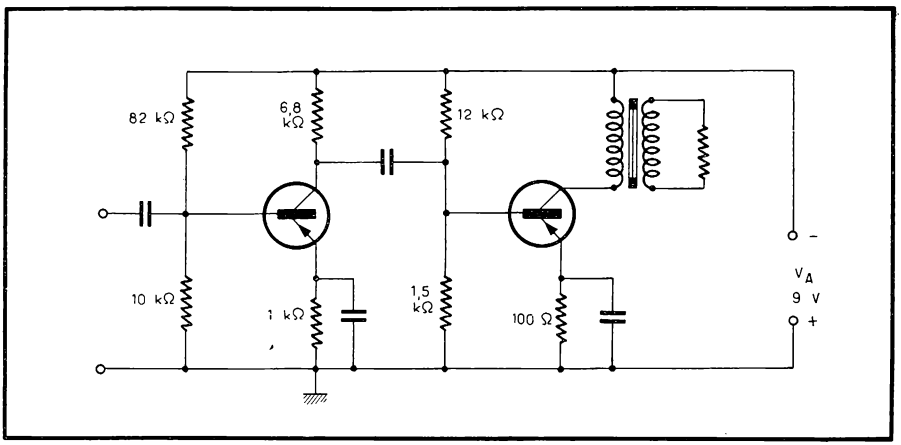


Fig. 167. — On explique à l'aide de ce schéma comment on peut, sans couper une connexion, effectuer les mesures nécessaires pour vérifier le fonctionnement d'un amplificateur.

Comme exemple, nous utiliserons le montage de la figure 167. Effectuant les calculs de polarisation à l'aide des expressions données dans le chapitre consacré à la compensation de température, on trouvera que le courant moyen de collecteur sera de 1 mA dans le premier et de 10 mA dans le second étage, et cela indépendamment du gain en courant des transistors. Pour vérifier ces courants, il suffit de mesurer les chutes de tension aux bornes de résistances d'émetteur qui doivent donc être de 1 V dans les deux cas. De même, on devra trouver 6,8 V aux bornes de la résistance de charge du premier transistor. On peut, d'ailleurs, sans les démonter, vérifier ces résistances à l'ohmmètre, l'alimentation étant coupée. Il suffit de brancher cet ohmmètre avec une polarité telle que les jonctions correspondantes du transistor soient non conductrices. On peut ensuite mesurer les tensions entre les bases et la

masse, qu'on doit trouver très légèrement supérieures aux tensions aux bornes des résistances d'émetteur; sinon, le transistor est affecté d'un courant initial prohibitif. La tension émetteur-collecteur du premier transistor, qu'on peut relever directement ou déduire des mesures précédentes, doit ici être de 1,2 V. On se trouve ainsi approximativement dans les conditions données par la figure 148.

Pour les mesures dynamiques, on applique un signal alternatif à l'entrée, et on branche un oscilloscope à la sortie, aux bornes de la résistance de charge qui se trouve connectée au secondaire du transformateur. En augmentant progressivement le signal d'entrée, on doit observer sur l'oscilloscope d'abord une sinusoïde, ensuite une limitation simultanée en haut et en bas. Si la limitation se manifeste d'abord aux crêtes négatives, le transistor final se trouve ou polarisé sur un courant de collecteur trop faible, ou doté d'une charge insuffisante, et inversement. Pour pouvoir déterminer la polarité des crêtes, il est préférable de connecter l'oscilloscope au primaire de transformateur de sortie. En mesurant la tension maximale qu'on peut obtenir, sans distorsion, aux bornes de la résistance de charge (dont on doit connaître la valeur), on peut calculer la puissance de sortie.

Finalement, on peut mesurer le gain en tension « base à base » du premier étage. Le second transistor travaillant avec un courant de collecteur de 10 mA, sa pente sera de l'ordre de 250 mA/V. Si son gain en courant est de 50, il présentera une résistance d'entrée de 200 Ω. Il est évident qu'il travaille alors en commande par courant; on ne s'étonnera donc pas si on relève, sur sa base, une tension distordue (fig. 80). Le premier transistor se trouve ici pratiquement chargé par une résistance de 200 Ω; comme sa pente doit être de l'ordre de 30 mA/V, on devra trouver un gain en tension de 6. Si on ignore le gain en courant du second transistor, on peut donc le déterminer par la mesure du gain en tension du précédent; il suffit de connaître les courants moyens de collecteur dans les deux étages et d'admettre que les pentes sont proportionnelles à ces courants de collecteur.

TROISIEME PARTIE

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE

Il est difficile de faire une distinction nette entre les transistors de faible puissance et ceux de puissance, d'autant plus qu'il existe encore la catégorie des transistors de moyenne puissance. Nous considérerons donc ici le transistor de puissance non pas en tant que semiconducteur de propriétés technologiques spéciales, mais plutôt comme transistor travaillant sous des conditions particulières.

En effet, tel gros transistor, utilisé au dixième de ses possibilités seulement, mais délivrant néanmoins 1 W, peut être assimilé, du point de vue de fonctionnement, à un transistor de faible puissance. Par contre, tel autre petit transistor, dont on essaie de tirer les 100 mW qui constituent l'extrême limite de ces possibilités, sera souvent à considérer comme transistor de puissance.

Comme on le verra par la suite, c'est surtout le régime des forts courants de collecteur qui caractérise le transistor de puissance. Dans ces conditions, certaines relations, que nous avions trouvé si commodes pour établir des estimations, cessent d'être valables. Ainsi, la pente ne peut plus être considérée comme fonction linéaire du courant de collecteur; et le gain en courant se montre fort dépendant de ce dernier. On conçoit donc que le réseau de caractéristiques sera d'une utilité particulièrement grande dans le cas du transistor de puissance.

Une attention toute particulière devra être apportée au problème de la température. Lorsqu'on utilise un transistor jusqu'à la limite de ses possibilités, la chaleur de dissipation devient très importante, et il faut prévoir des plaques de refroidissement ou radiateurs pour écouler cette chaleur. On verra que des connaissances en thermodynamique ne sont nullement nécessaires pour calculer ces radiateurs, il suffit de connaître la loi d'Ohm et de l'appliquer aux résistances thermiques.

LES CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Caractéristiques limites.

Le transistor de puissance étant, comme nous venons de le voir, un transistor destiné à être utilisé jusqu'aux limites de ses possibilités, il est évident qu'on a avantage à pousser ces limites aussi loin que possible, par des procédés technologiques. En ce qui concerne la tension maximale de collecteur, il n'est cependant pas possible d'aller bien au-delà des valeurs que nous avions indiquées pour les transistors de faible puissance. Il est donc rare de trouver des transistors de puissance au germanium capables de supporter plus de 100 V; des tensions de l'ordre de 300 V sont, en revanche, annoncées pour certains transistors au silicium, ainsi que pour des transistors à base diffusée, au germanium.

En ce qui concerne le courant maximal de collecteur, une augmentation substantielle par rapport au transistor de faible puissance est possible par l'agrandissement des surfaces de jonction. Des valeurs de plusieurs ampères sont donc courantes; il existe même dans le commerce des transistors capables de supporter un courant de l'ordre de 50 A.

En multipliant ces ordres de grandeurs de courant par les tensions indiquées précédemment, on arriverait facilement à des puissances de plusieurs kilowatts. Bien entendu, il s'agit là seulement de puissances de *commutation*, valables pour un transistor utilisé, par tout ou rien, en tant qu'interrupteur. Les puissances de dissipation sont bien plus faibles; il est rare de trouver des transistors de puissance capables de dissiper plus de 100 W; et cela n'est, bien entendu, possible qu'en moyennant des dispositifs de refroidissement assez encombrants. La principale caractéristique limitant les possibilités d'un transistor de puissance est ainsi la température de jonction qui, comme on le sait, doit toujours rester inférieure à 100 °C pour le germanium et à 200 °C pour le silicium. Certaines recherches laissent prévoir que la durée de vie d'un transistor double chaque fois qu'on en abaisse la température de jonction de 5 °C. On voit donc que la question de la température est très importante. Pour bien souligner cette importance, certains fabricants ne font même, dans leurs catalogues, aucune indication quant à la puissance maximale que leurs transistors — pourtant de puissance — sont capables de dissiper. Cela afin de bien montrer que cette puissance dépend uniquement des moyens de refroidissement dont on dispose. Ce n'est qu'en connaissant ces moyens qu'on pourra calculer cette puissance; le fabricant donne, d'ailleurs, toutes les indications nécessaires pour effectuer ce calcul dont nous examinerons ultérieurement le détail. D'autres fabricants signalent des indications de puissance liées à une température de boîtier. Si cette température est supérieure à 50 °C, l'indication de puissance constitue un ordre de grandeur valable; mais si elle est de 25 °C, il ne faut pas compter d'atteindre plus de la moitié ou les deux tiers de la puissance nominale, même avec radiateur.

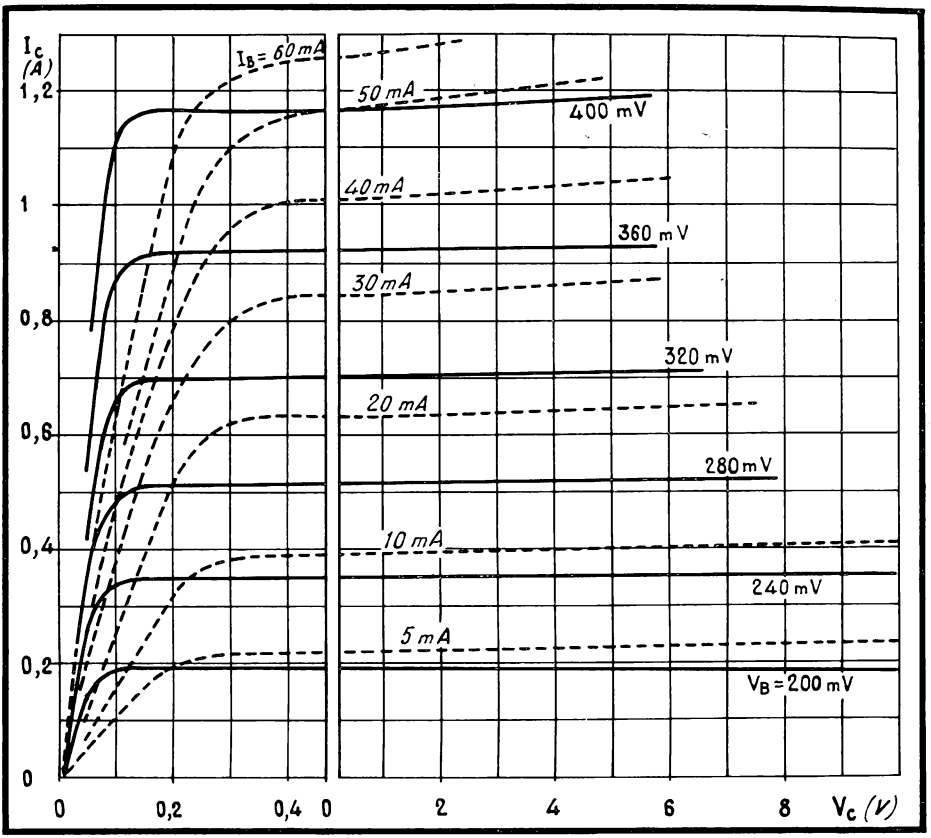


Fig. 201. — Réseau universel de caractéristiques d'un transistor de puissance.

Les paramètres.

Les paramètres d'un transistor varient, aux forts courants de collecteur, d'une manière beaucoup moins facilement prévisible que cela n'était le cas dans le domaine considéré jusqu'ici. Mais cela n'empêche qu'elles varient assez fortement, si bien que, dans le cas général, où on désire moduler à fond un transistor de puissance, elles ne sont pas utilisables pour un calcul. Il faut alors avoir recours au réseau de caractéristiques. Bien entendu, le calcul reste possible pour les grandeurs dans lesquelles aucun paramètre n'entre, ainsi dans le cas de la puissance de sortie, où une connaissance approximative de la tension de déchet est suffisante.

Cependant, pour fixer les idées, il peut être intéressant de donner, pour un transistor admettant un courant de collecteur de quelques ampères, les ordres de grandeur qu'on rencontre pour les paramètres. Ainsi, une pente de

10 A/V n'est pas rare; la résistance d'entrée, par contre, n'est souvent que de quelques ohms. Une centaine d'ohms est, en revanche, une valeur courante pour la résistance de sortie. Or, pour obtenir une forte puissance de sortie, on est obligé de travailler avec des intensités élevées, donc avec des résistances de charge faibles, souvent de quelques ohms seulement. On conçoit que, dans ces conditions, la résistance de sortie n'a qu'une signification très réduite et qu'on peut même complètement passer sous silence la contre-réaction interne.

Toujours à cause de la faible valeur de la résistance de charge, on n'arrivera qu'à un gain en puissance relativement modeste. Comme on a déjà pu le

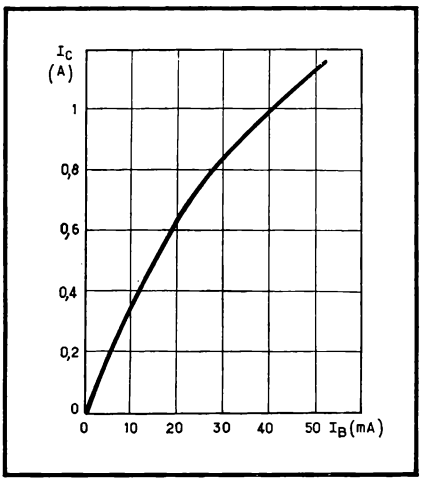


Fig. 202. — Cette courbe, donnant le courant de collecteur en fonction du courant de base, a été déduite du réseau de la figure 201.

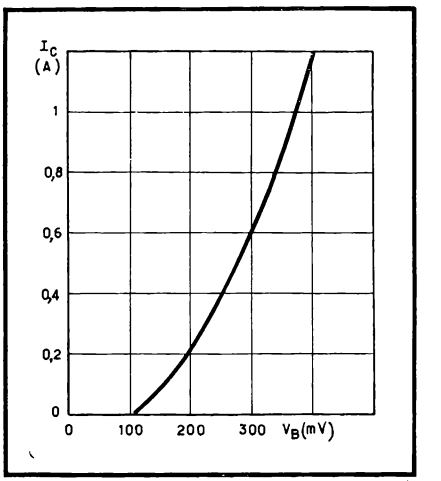


Fig. 203. — Egalement déduite du réseau de la figure 201, cette courbe donne le courant de collecteur en fonction de la tension de base.

constater, cela sera d'autant plus vrai que la puissance demandée est plus grande et la tension d'alimentation plus faible.

Le réseau de caractéristiques.

Le réseau universel de caractéristiques d'un transistor de puissance a été représenté dans la figure 201. La seule particularité qu'il montre, à première vue, par rapport à celui que nous avons étudié à propos de la figure 85, réside dans les ordres de grandeur des courants et tensions. Un examen plus détaillé permettra de voir que, sur ce nouveau réseau, les courbes de courant de base sont plus resserées vers le haut, tandis que l'écartement grandissant vers le haut des courbes V_B paraît beaucoup moins sensible ici.

On peut donc prévoir que le gain en courant n'est plus ici indépendant du courant de collecteur, et que la pente n'est plus proportionnelle à ce dernier. En effet, la relation $I_C = f(I_B)$ (fig. 202) est bien moins linéaire que ne l'était le graphique correspondant de la figure 63; et la courbe de la figure 203, donnant le courant de collecteur en fonction de la tension de base, montre une allure moins exponentielle que celle de la figure 59. En établissant la dérivée première de ces courbes, on voit (fig. 204) que le gain en courant varie dans un rapport de quatre avec le courant de collecteur, et que (fig. 205) la pente augmente d'autant plus lentement que ce courant de collecteur est plus grand. A $I_C = 0{,}1$ A, la pente n'est, avec 1,5 A/V, pas encore tellement différente de la valeur qu'on trouve en appliquant la relation qu'on avait dégagé de la figure 61 et selon laquelle on devrait avoir ici $s = 3$ A/V. La différence est beaucoup plus grande à $I_C = 1$ A, où la pente est de 6 A/V, contre une valeur théorique de 30 A/V.

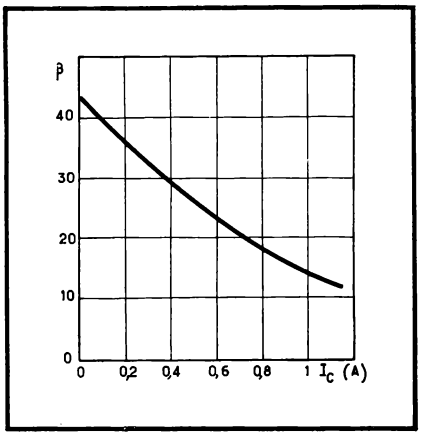


Fig. 204. — Dans un transistor de puissance, le gain en courant varie assez fortement avec le courant de collecteur.

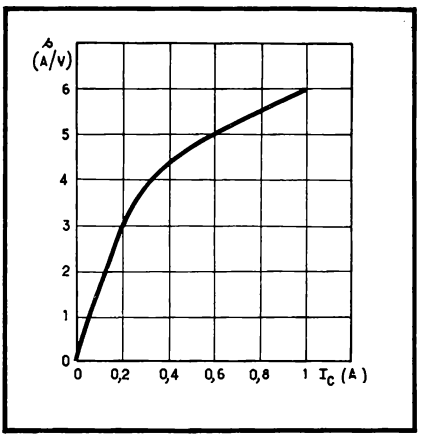


Fig. 205. — La pente d'un transistor de puissance n'est généralement pas une fonction linéaire du courant de collecteur.

Ni courant, ni tension de base étant liés au courant de collecteur par une loi simple, seule l'utilisation d'un réseau universel permet de mener à bien l'établissement d'un projet d'implificateur. Or, les fabricants publiant un tel réseau dans leur catalogues sont très rares (*). Souvent, ils ne publient même pas un réseau de la forme donnée dans la figure 92, pour lequel nous avions indiqué les règles de transformation. A défaut de cette représentation, il existe un autre moyen permettant d'établir soi-même un réseau universel. Il

(*) Pour les transistors français de fabrication courante, les réseaux universels de caractéristiques ont été publiés dans la collection « *Caractéristiques Universelles des Transistors* » (Editions Radio).

faut, pour cela, que le fabricant donne, en plus du réseau à courant de base constant, une courbe indiquant, sous une tension de collecteur suffisamment faible pour que la dissipation reste négligeable, soit le courant de collecteur, soit le courant de base, en fonction de la tension base-émetteur.

Une telle courbe permet, en effet, de déterminer, dans le réseau, un point de chacune des courbes à tension émetteur-base (V_B) constante; ce point correspond évidemment à la tension de collecteur mentionnée plus haut. Pour tracer ensuite les courbes V_B, il suffit de remarquer que, dans le cas d'un transiostor à alliage, la résistance dynamique de sortie à tension de base constante est, pour une valeur donnée du courant de collecteur, à peu près égale au double de la résistance de sortie à courant de base constant. Il faut donc donner, aux courbes V_B, une inclinaison qui est égale à la moitié de celle des courbes I_B se trouvant en voisinage.

Dans la figure 206, nous avons reproduit le réseau à I_B constant tel que le publie un fabricant dont la documentation contient également la courbe de la

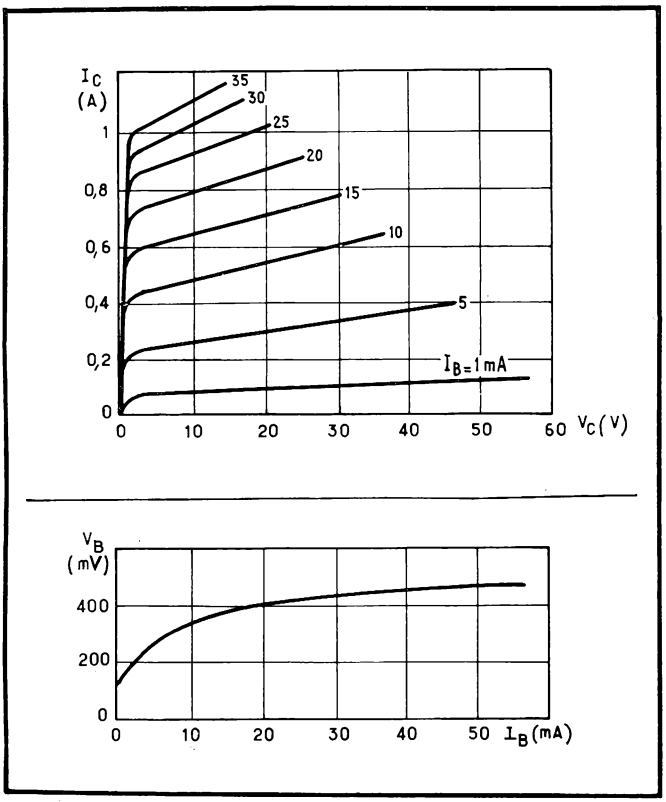


Fig. 206. — Souvent, le réseau de caractéristiques indiqué par le fabricant ne comporte que des courbes à courant de base constant.

Fig. 207. — A l'aide de cette courbe et de celles de la figure 206, on peut établir un réseau universel suffisamment exact pour la pratique.

figure 207 qui donne, pour une tension collecteur-émetteur de 2 V, la tension de base en fonction du courant de base. En partant de ces deux graphiques nous avons établi, suivant les indications données plus haut, un réseau universel que nous utiliserons plus loin, pour le calcul de la distorsion (fig. 209).

Caractéristiques thermiques.

Les caractéristiques thermiques qu'on peut indiquer pour un transistor sont au nombre de trois. La première est la température maximale de la jonction que nous avons déjà mentionné, en tant que caractéristique limite, au début de ce chapitre. La seconde est la résistance thermique entre la jonction

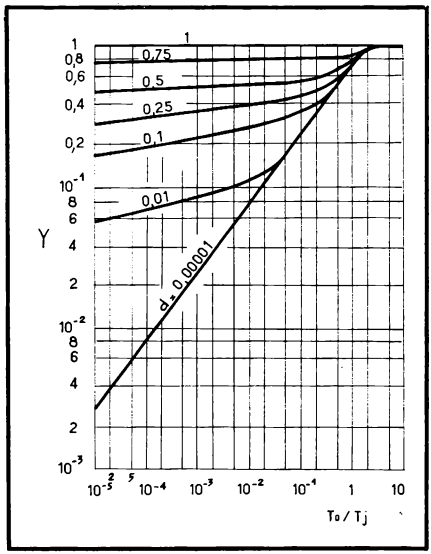


Fig. 208. — Cet abaque permet de déterminer le facteur de correction qu'il faut appliquer, à cause de la constante de temps thermique de la jonction, à la puissance dissipée, lorsqu'on amplifie des impulsions relativement longues.

et l'ambiance. Dans le chapitre consacré au refroidissement des transistors, on verra qu'il faut, en réalité, considérer plusieurs résistances thermiques, celle entre la jonction et l'ambiance, celle entre la jonction et l'embase de fixation du transistor, et celle du radiateur.

Pour l'instant, nous nous contenterons de quelques indications supplémentaires sur la troisième de ces caractéristiques, qui est la constante de temps thermique de la jonction. Dans la figure 153, on a déjà pu voir l'influence que cette grandeur peut avoir sur les propriétés d'amplification d'un transistor; un procédé qui en permet la mesure a été indiqué dans la figure 162. Il nous reste à voir ici quelle est l'influence de la constante thermique de temps sur la *puissance dissipée*. Prenons comme exemple le cas d'un transistor muni de moyens de refroidissement tels qu'il puisse dissiper une puissance moyenne maximale de 1 W. Si ce transistor se trouve attaqué par une rectangulaire symétrique de façon que sa dissipation soit nulle pendant les alternances positives et maximale pendant les alternances négatives, une puissance moyenne de 1 W sera atteinte avec une puissance maximale de 2 W. Or, on ne pourra effectivement faire travailler le transistor dans ces conditions, que si la durée de ces alternances est courte devant la constante de temps thermique de la jonction. Comme cette dernière sera de l'ordre de 10 ms, cela signifie que la fréquence de recurrence de la rectangulaire appliquée doit être au moins de 300 ou 400 Hz. Si, par contre, cette fréquence est

très basse (5 Hz ou moins), la capacité thermique de la jonction a le temps de se charger presque entièrement pendant une alternance. Dans l'exemple cité, il faudra alors se contenter d'une puissance de crête de 1 W, soit une puissance moyenne de 0,5 W.

D'une façon plus générale, on peut déterminer, par l'abaque de la figure 208, le facteur de correction qu'il faut ainsi appliquer à la puissance dissipée moyenne maximale. Ce facteur (Y) y est donné en fonction du rapport T_o/τ_j (durée maximale d'une alternance de dissipation sur constante de temps thermique de la jonction) avec, comme paramètre, le rapport cyclique *d* qui s'obtient en multipliant la durée T_o par la fréquence de recurrence (nombre d'impulsions par seconde). Pour calculer la nouvelle puissance moyenne maximale, il suffit ensuite d'appliquer la relation :

$$P_M = \frac{T_{jM} - T_{amb}}{Y K_{tot}},$$

où T_{jM} signifie la température maximale de jonction que le transistor est susceptible de supporter, T_{amb} la température ambiante, et K_{tot} la résistance thermique totale entre jonction et ambiance.

On verra, plus loin, le rôle particulier que joue la constante de temps thermique de la jonction en ce qui concerne la dissipation dans le cas des amplificateurs B.F. travaillant en classe B.

ÉTAGES DE SORTIE CLASSE A

Tracé de la droite de charge.

Comme exemple, nous utiliserons ici le réseau universel de la figure 209 qui a été dessiné en partant des courbes publiées dans les figures 206 et 207. Dans ce réseau, on a tracé une droite correspondant à une résistance de charge

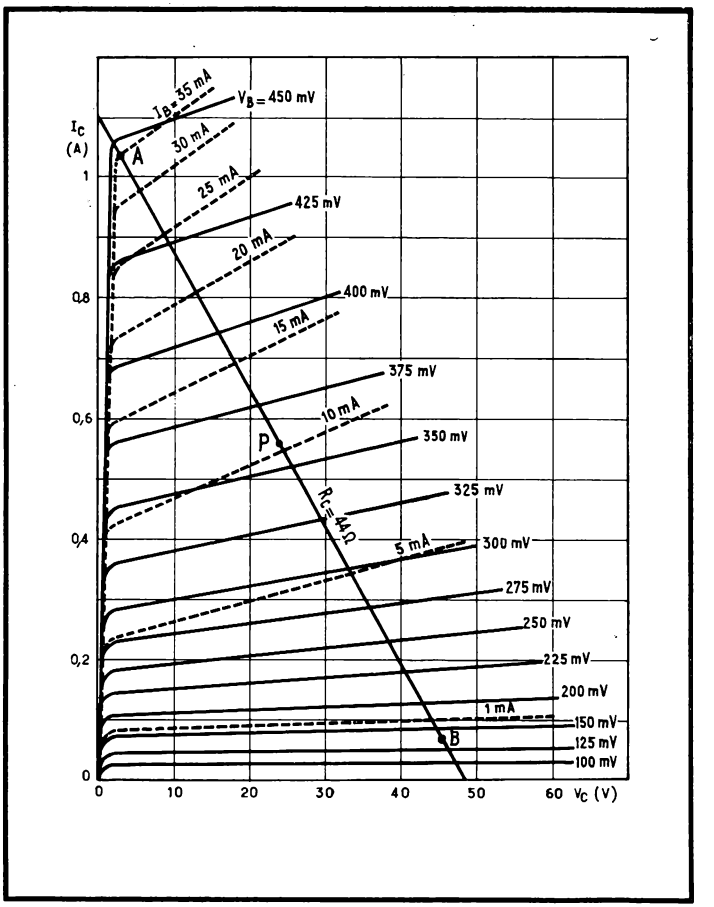


Fig. 209. — Ce réseau universel a été établi en partant des courbes des figures 206 et 207.

de 44 Ω. Cette droite est valable pour une tension d'alimentation de 24 V et à condition que la résistance en courant continu de la charge soit négligeable.

Cette tension d'alimentation correspond point moyen de fonctionnement P, pour lequel on a, par ailleurs, $I_C = 0{,}55$ A, $I_B = 10$ mA, $V_B = 360$ mV. Les

points A ($I_C = 1{,}07$ A, $V_C = V_D = 3$ V, $I_B = 35$ mA, $V_B = 445$ mV) et B ($I_C = I_D = 0{,}07$ A, $V_C = 45$ V, $I_B = 0$, $V_B = 140$ mV) délimitent la partie utilisable de la droite de charge. Le premier est donné par la tension de déchet V_D qui est souvent inférieure à 1 V. C'est uniquement pour garder une marge de sécurité suffisante que nous avons adopté ici une valeur de 3 V. Par raison de symétrie, le point B a été choisi à une tension de collecteur de 3 V inférieure à celle correspondant au double de la tension d'alimentation. Il se trouve alors dans une région où les courbes V_B sont suffisamment serrées pour que l'amplification puisse tout juste encore être considérée comme linéaire.

Des grandeurs décrivant les limites A et B on peut déduire, suivant le procédé déjà utilisé à propos de la figure 86, un certain nombre de caractéristiques dont on aura besoin pour les considérations ultérieures, et qui sont :

La tension de commande nécessaire pour moduler à fond le transistor (comprise entre 140 et 445 mV, soit 108 millivolts eff) ;
Le courant de commande correspondant (compris entre 0 et 35 mA, soit 12,4 mA eff) ;
La résistance moyenne d'entrée, quotident des deux grandeurs précédentes, soit 8,7 Ω ;
La puissance de commande, produit des deux grandeurs citées en premier lieu, soit 1,34 mW ;
La tension maximale de sortie (comprise entre 3 et 45 V, soit 14,8 V eff) ;
Le courant maximal de sortie (compris entre 70 et 1070 milliampères, soit 354 mA eff) ;
La puissance maximale de sortie, produit des deux grandeurs précédentes, soit 5,2 W ;
Le gain en puissance, égal à 3 900, soit 36 dB environ ;
Le gain moyen en tension, égal à 137 ;
Le gain moyen en courant, égal à 28,6 ;
La pente dynamique moyenne, égale à 3,3 A/V ;
La puissance d'alimentation (égale à la dissipation au repos, point P), soit 13,2 W ;
Le rendement, égal à 39,5 % (limite théorique en classe A : 50 %).

La puissance maximale de sortie, indiquée ici avec 5,2 W, est celle disponible au primaire du transformateur de sortie. En tenant compte des pertes de ce dernier, des déplacements probables du point moyen de fonctionnement et des variations éventuelles de la tension d'alimentation, il sera difficile de garantir une puissance réelle de sortie supérieure à 2,5 W.

Souvent, le problème d'un étage de sortie sera posé d'une autre façon. On n'impose ni le type de transistor, ni l'impédance de charge, mais seulement une puissance de sortie P_C et une tension d'alimentation V_A. On peut alors déduire le courant de collecteur moyen I_C de l'expression :

$$P_C = \frac{(I_C - I_D)(V_A - V_D)}{2} \cong \frac{0{,}9\, I_C\, (V_A - V_D)}{2},$$

puis calculer l'impédance de charge par :

$$R_c = \frac{V_A - V_D}{I_C - I_D} \cong \frac{V_A}{I_C}.$$

La puissance dissipée au repos sera alors donnée par :

$$P_D = I_C V_A;$$

et finalement on obtient le rendement par :

$$\eta = \frac{P_C}{P_D}.$$

Pour déterminer les autres grandeurs contenues dans l'énumération ci-dessus, il est évidemment nécessaire de tracer la droite de charge dans le réseau universel du transistor qu'on aura choisi en fonction des données calculées par les expressions précédentes.

Adaptation au minimum de distorsion.

En partant du réseau de la figure 209 et de sa droite de charge, on peut tracer les deux caractéristiques dynamiques en commande par tension (fig. 210) et en commande par courant (fig. 211). On voit que ni l'une, ni

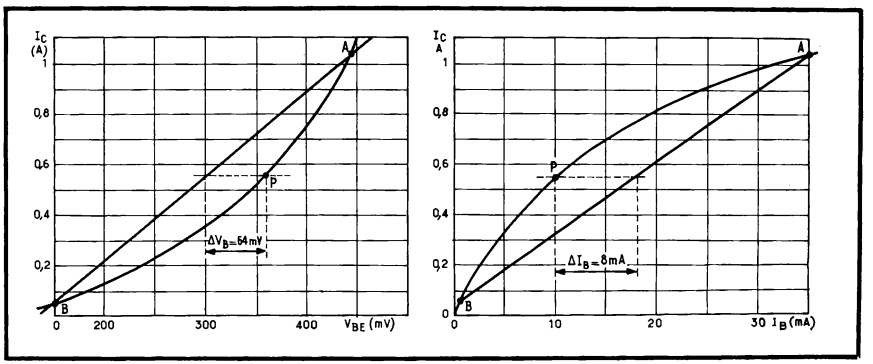


Fig. 210 et 211. — Caractéristiques dynamiques en commande par courant et en commande par tension déduites du réseau de la figure 209 et de sa droite de charge.

l'autre de ces caractéristiques n'est linéaire; mais il est facile de constater qu'elles sont incurvées *en sens contraire*. Il doit donc exister une certaine valeur de la résistance d'attaque pour laquelle les deux non-linéarités sont susceptibles de se compenser plus ou moins parfaitement.

Pour déterminer cette grandeur, on indique, sur les deux courbes, les points A, B et P correspondant à la droite de charge, puis on relie les points A et B par une droite. Ensuite, on mesure, sur les deux courbes, les écarts de

linéarité ΔV_B et ΔI_B, et on trouve la résistance d'attaque correspondant au minimum de distorsion en formant simplement le rapport :

$$R_b = \frac{\Delta V_B}{\Delta I_B} .$$

Dans le cas de notre exemple, on arrive ainsi à $R_b = 8\ \Omega$. On constate que cette résistance d'attaque, correspondant à l'adaptation au minimum de distorsion, est très voisine de celle (8,7 Ω) qu'on avait trouvée plus haut pour

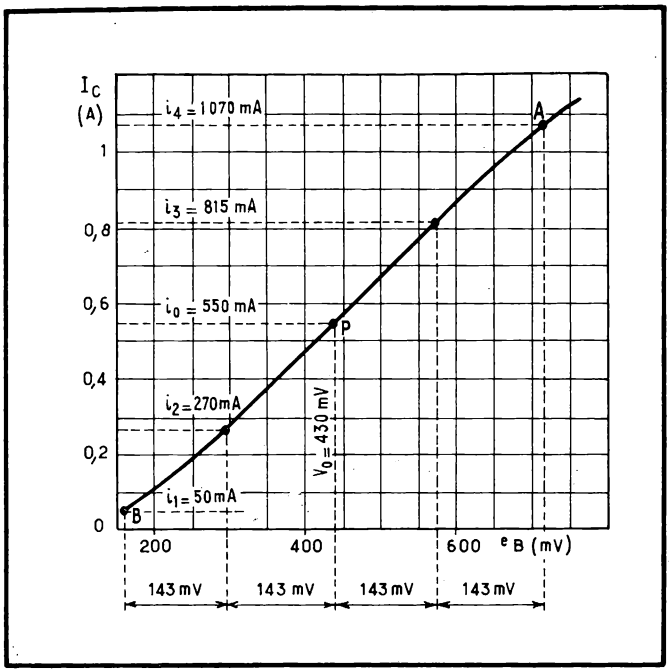


Fig. 212. — Caractéristique dynamique valable pour la résistance d'attaque correspondant au minimum de distorsion.

la résistance moyenne d'entrée et qui, pour R_b, correspondrait à l'adaptation au maximum de puissance. Cela permet de constater que, dans le cas du transistor de puissance, la diminution de β avec l'augmentation de I_C est une *propriété avantageuse*. Si on avait eu affaire à un transistor dont le gain en courant serait resté constant à 10 % près pour les valeurs considérées de I_C, on aurait trouvé, pour le minimum de distorsion, une résistance d'attaque beaucoup plus élevée; et on aurait abouti à des pertes importantes d'adaptation. Quand on travaille avec un transformateur d'attaque, on a ainsi tout avantage à choisir un transistor dont le gain en courant varie dans un rapport d'au moins deux avec le courant de collecteur.

La caractéristique dynamique obtenue avec la valeur $R_b = 8\ \Omega$ précédemment calculée a été reproduite dans la figure 212. On voit immédiatement qu'on aboutit là à quelque chose de beaucoup plus linéaire que ce qu'un tube électronique peut offrir dans des conditions semblables de rendement.

Pour déterminer la distorsion à partir de la courbe de la figure 212, nous utiliserons un procédé bien connu dans le cas du tube électronique, ce qui nous permet de nous passer de toute démonstration. Ce procédé consiste à

diviser, tout d'abord, l'échelle e_B, entre les points A et B, en quatre parties égales. Ces parties correspondant ici à une variation de la tension de commande de 143 mV. Si le point P a été bien choisi au départ, il correspond à la division médiane; au besoin, on corrigera en le déplaçant légèrement.

Ayant ainsi déterminé cinq points sur la caractéristique dynamique, on cherche les valeurs correspondantes du courant de collecteur sur l'échelle I_C. Connaissant les imperfections des procédés de reproduction, nous ne savons si nos lecteurs pourront retrouver exactement, sur les courbes et réseaux publiés ci-contre, les grandeurs que nous avons déterminées. Nous avons donc préféré indiquer, dans la figure 212, les valeurs qui nous serviront maintenant à calculer les amplitudes des diverses composantes.

Pour l'onde fondamentale, on trouve :

$$I_1 = \frac{(i_3 + i_4) - (i_1 + i_2)}{3},$$

soit 520 mA avec les valeurs de l'exemple; pour l'harmonique 2 :

$$I_2 = \frac{i_0}{2} - \frac{i_1 + i_4}{4},$$

soit 5 mA, ce qui signifie que la distorsion par harmonique 2 est inférieure à 1 %. Le taux d'harmonique 3 est :

$$I_3 = \frac{i_3 - i_2}{3} - \frac{i_4 - i_1}{6},$$

soit 12 mA ou 2,3 %. Finalement, on trouve pour la distorsion globale :

$$D\ (\%) = \frac{100}{I_1}\sqrt{I_2^2 + I_3^2},$$

soit environ 2,5 % dans les cas de notre exemple, et cela pour une puissance de sortie de 5,2 W, et un rendement de près de 40 %. Dans le cas d'un tube

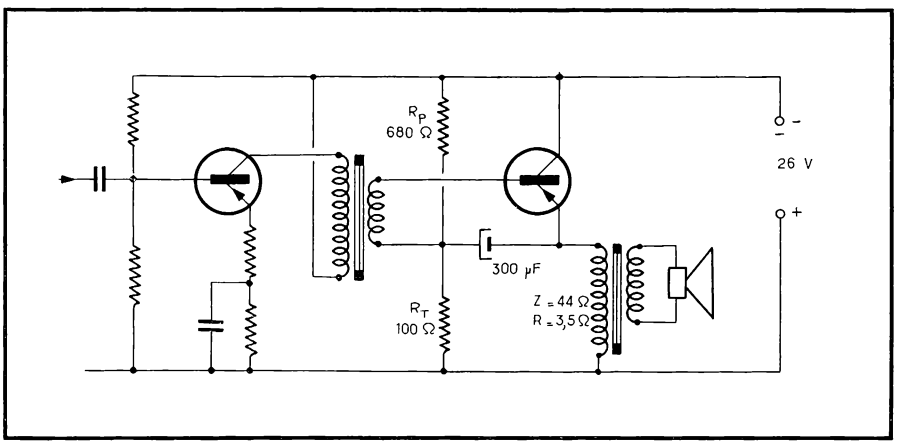


Fig. 213. — Dans le cas d'une attaque par transformateur, il est avantageux de placer la charge dans le circuit d'émetteur.

(EL 84), on obtient une puissance de sortie semblable avec 10 % de distorsion, le rendement étant inférieur à 30 % si on tient compte des dissipations de plaque, d'écran et de chauffage.

Attaque par transformateur.

Le cas le plus simple est celui (fig. 213) où l'étage de sortie se trouve attaqué par un transformateur. La tension alternative délivrée par le secondaire de ce transformateur se trouve appliquée entre émetteur et base du transistor de sortie. Ce dernier travaille donc effectivement en émetteur commun, bien que la charge se trouve insérée dans le circuit d'émetteur. La résistance que présente le primaire du transformateur de sortie fait alors office de la résistance d'émetteur nécessaire pour la compensation de température. Dans le schéma de la figure 213, cette résistance a été indiquée avec 3,5 Ω; on observera donc une chute de tension continue moyenne de près de 2 V à ses bornes. Cela peut être admis comme suffisant pour la compensation de température d'un transistor de puissance, à condition qu'on prenne, pour R_T, une valeur à peu près dix fois plus grande que la résistance d'entrée moyenne du transistor. Pour compenser la chute sur l'enroulement d'émetteur, on porte la tension d'alimentation à 26 V. On retrouve ainsi approximativement les conditions correspondant au graphique de la figure 209, sauf pour le rendement qui sera maintenant quelque peu plus bas; et cela d'autant plus qu'on consomme environ 0,6 W dans le diviseur de tension de polarisation de base.

Quand, comme en figure 213, la charge se trouve insérée dans le circuit d'émetteur, le collecteur est relié directement au négatif de la source d'alimentation. Comme il est parfaitement possible de considérer ce négatif d'alimentation comme masse, en le reliant au châssis du montage, on peut fixer le transistor de puissance, dont le collecteur est relié au boîtier, directement sur ce châssis. On assure ainsi une excellente évacuation de la chaleur de dissipation.

Le transformateur de liaison doit, d'après les valeurs de notre exemple, délivrer au secondaire une tension de 108 mV_{eff} sous une impédance de 8 Ω. Comme, sous une tension d'alimentation de 26 V, l'étage précédent peut parfaitement délivrer une tension de collecteur de 10,8 V_{eff}, on peut adopter un rapport de transformation de 100. Cela signifie que l'adaptation au minimum de distorsion est donnée, si la résistance de sortie de l'étage de préamplification est de 80 kΩ. Comme on pourrait obtenir la puissance d'attaque nécessaire en faisant travailler cet étage sous un courant de collecteur de l'ordre de 0,5 mA, il ne serait pas impossible d'arriver directement à la valeur désirée pour la résistance de sortie. Mais pour faciliter la compensation de température, et pour réduire les variations que subit la résistance de sortie sous l'influence du signal, il est préférable de travailler avec un courant moyen de collecteur de quelques milliampères, et d'augmenter la résistance de sortie par une contre-réaction série de courant, cela en ne découplant (fig. 213) qu'une partie de la résistance d'émetteur. On peut alors ajuster cette contre-réaction sur le minimum de distorsion, c'est-à-dire donner à la résistance de sortie du premier, et par conséquent à la résistance d'attaque du second étage,

une valeur telle que les diverses non-linéarités, dues aux transistors et aux transformateurs, se trouvent compensées aussi parfaitement que possible.

Les deux transistors utilisés dans le montage de la figure 213 doivent pouvoir supporter une tension de collecteur au moins égale au double de la tension d'alimentation, soit près de 60 V. En reprenant le calcul avec une tension d'alimentation plus réduite, on constatera que, pour obtenir une même puissance de sortie, il faut adopter une résistance de charge plus faible et un courant moyen de collecteur plus grand. Les variations du gain en courant deviennent alors plus importantes, ce qui signifie généralement une distorsion plus grande; le rendement diminue du fait de l'influence relative plus grande de la tension de déchet; et le gain en puissance devient plus faible. On aura donc toujours avantage à travailler avec une tension d'alimentation aussi

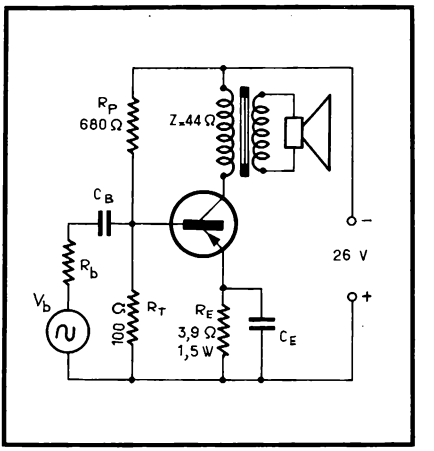


Fig. 214. — Il serait peu commode de réaliser un étage de puissance suivant le principe utilisé dans les amplificateurs travaillant à niveau faible.

élevée que possible, du moins en ce qui concerne l'étage de sortie. En revanche, il est parfaitement possible d'alimenter le préamplificateur sous une tension moindre; il suffit alors de réduire en conséquence le rapport du transformateur de liaison et l'impédance qu'on doit présenter à son primaire.

Liaison R-C ou directe.

Les transformateurs qu'on utilise dans un amplificateur classe A se trouvant parcourus par un courant continu, on doit prévoir un entrefer, ce qui implique des fuites, gênantes du point de vue interaction entre transformateurs et en ce qui concerne la distorsion. On pourra envisager de remplacer celui de sortie par un haut-parleur dont la bobine mobile présente l'impédance voulue, lequel supporte le courant continu nécessaire et dont le centrage soit effectué en conséquence. Mais un tel haut-parleur présentera une résistance en courant continu qui n'est que de peu inférieure à son impédance. En traçant la droite de charge en conséquence, on s'apercevra que gain en puissance et rendement seront notablement plus bas que dans le cas du transformateur de sortie dont la résistance ohmique au primaire sera souvent négligeable.

Il semble, en revanche, plus raisonnable de chercher une solution permettant d'éviter le transformateur d'attaque. Envisageant (fig. 214) le principe qu'on appliquerait, en pareil cas, à un transistor de faible puissance, on trouverait, avec les valeurs de notre exemple et pour une fréquence inférieure de coupure de 30 Hz, $C_B = 500$ µF et $C_E = 20\,000$ µF. La résistance de sortie de 8 Ω que doit présenter la sortie de l'étage précédent ne pouvant être obtenue qu'avec une très forte contre-réaction shunt, le gain en puissance de cet étage sera donc très réduit. De plus, on dissipe près de 2 W dans R_E et le diviseur de tension de base.

En pratique, un schéma suivant figure 214 ne pourra être utilisé que si on ne prévoit pas le découplage de R_E. Tenant compte de la contre-réaction ainsi introduite, on pourra alors redessiner le réseau de caractéristiques du transistor de sortie comme cela a été indiqué à propos de la figure 122, puis déterminer la nouvelle résistance d'attaque correspondant au minimum de distorsion. En première approximation, il nous suffira ici de déterminer les nouvelles caractéristiques du montage en faisant intervenir le terme $(1 + s\ R_E)$, en adoptant, pour s, la pente moyenne trouvée précédemment égale à 3,3 A/V. En prenant, pour simplifier les calculs, les valeurs de la résistance optimale d'attaque et de la résistance moyenne d'entrée toutes deux égales à 8 Ω sans contre-réaction, on trouve une nouvelle valeur de 110 Ω pour ces deux grandeurs, lorsqu'on ne découple pas la résistance d'émetteur de 3,9 Ω. Tenant compte du diviseur de tension de polarisation, ces valeurs se réduisent finalement à 50 Ω, ce qui conduit à un condensateur de liaison C_B de l'ordre de 50 µF. L'étage d'attaque doit fournir, sous une résistance de sortie de 50 Ω, une tension alternative $(1 + s\ R_E)$ fois plus grande que précédemment, soit 1,51 V_{eff}. L'adaptation est donc déjà plus facilement réalisable ici; mais il ne faut pas oublier que la résistance d'émetteur non découplée implique une perte de puissance alternative de sortie de l'ordre de 0,5 W.

Une solution plus élégante des problèmes d'adaptation et de correction de température est donnée par le schéma de la figure 215. Ici, on a remplacé la résistance d'émetteur R_E par celle que présente, en courant continu, l'enroulement d'émetteur du transformateur de sortie. On exécutera cet enroulement en fil suffisamment fin pour qu'il présente la résistance nécessaire, soit environ 3,5 Ω dans le cas de notre exemple. Tout en économisant une résistance, on gagne ainsi quelque peu sur le volume du transformateur de sortie. L'ensemble des nombres de spires sur N_C et N_E doit être choisi tel qu'il présente l'impédance de 44 Ω précédemment déterminée, quand le secondaire se trouve fermé sur sa résistance nominale. Cependant, la contre-réaction introduite par N_E nécessitant une tension plus grande pour commander le transistor T_2, il n'est pas indiqué de prévoir, pour N_E, un nombre de spires supérieur au quart du nombre de spires total au primaire.

Dans ces conditions, N_E représentera 1/16e de l'impédance de charge totale de 44 Ω; en y ajoutant sa résistance en courant continu, on trouve $R_e = 6{,}3$ Ω. Le terme $(1 + s\ R_e)$ devient, dans ces conditions, égal à 22.

Le transistor de sortie T_2 est précédé ici d'un étage travaillant en collecteur commun (T_1). La compensation de température s'exerçant ainsi sur deux étages à la fois, on arrive à une dissipation très réduite dans le diviseur de tension R_{P1}-R_{T1}; de plus, on peut prendre, pour R_{T2}, une valeur plus grande que précédemment, soit 220 Ω. L'impédance globale qui se présente ainsi entre

la base de T_2 et le positif de l'alimentation est de 100 Ω environ. Si T_1 possède un gain en courant de 50, on peut admettre que l'impédance sur sa base est 50 fois plus forte, soit environ 5 kΩ. Cette valeur se réduit finalement à 2,3 kΩ environ, si on tient compte du diviseur de tension de base. En confondant, comme précédemment, les résistances d'attaque au minimum de distorsion et à la puissance maximale, l'étage précédent T_1 doit présenter une résistance interne de $R_{b1} = 2{,}3$ kΩ et fournir une tension $V_{b1} = 22 \times 0{,}108 = 2{,}4$ V_{eff}, le transfert de tension de T_1 étant supposé comme égal à l'unité. On obtiendra ces conditions en alimentant cet étage sous une dizaine de volts, en

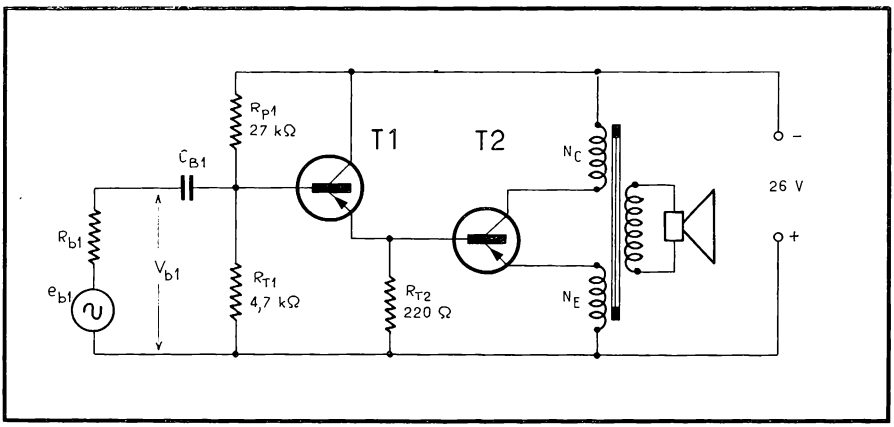


Fig. 215. — Ce montage travaille non seulement avec un minimum de pièces détachées, mais aussi avec des pertes de puissance relativement réduites.

le dotant d'une résistance de charge de 2,5 ou 2,7 kΩ et en le polarisant sur un courant moyen de collecteur de 2 mA. La dissipation dans cet étage sera alors de l'ordre de 10 mW. Eventuellement, on peut en ajuster la résistance de charge sur un minimum de distorsion globale.

Le diviseur de tension de base de T_1 est à ajuster de façon que T_2 reçoive un courant moyen de base de 10 mA, correspondant au point P de la figure 209. Comme la tension aux bornes de R_{T2} est de l'ordre de 2,4 V, il y circule un courant de 11 mA, soit 21 mA pour le courant d'émetteur de T_1. Avec une tension émetteur-collecteur moyenne de 23,6 V, ce transistor dissipera donc 500 mW. Toutefois, il pourra encore fournir la tension nécessaire pour moduler l'étage de sortie, s'il est alimenté sous 10 V seulement; sa dissipation se réduira alors de plus de la moitié. Il convient toujours d'adopter, pour ces dissipations, une certaine marge de sécurité, cela afin de tenir compte d'éventuelles variations de la tension d'alimentation.

ÉTAGES DE SORTIE SYMÉTRIQUES

Droite de charge en classe B.

Un amplificateur symétrique peut fonctionner en classe A, AB ou B. Dans le premier cas, le rendement théorique est de 50 %; et comme les harmoniques d'ordre pair se compensent, on peut utiliser la droite de charge sur une plus grand étendue, ce qui fait qu'on approche de plus près ce rendement théorique que dans le cas d'un étage asymétrique. Cela sera surtout le cas, si on choisit la résistance d'attaque de façon que non pas la distorsion globale, mais celle par harmonique trois devienne minimum.

En classe B, il y a également compensation des harmoniques pairs, et la limite théorique du rendement est de 78 % en régime sinusoïdal. De plus, la consommation est fonction de la puissance fournie; lors des pianissimi, ou, d'une façon plus générale, lorsqu'on écoute à faible niveau, on fait ainsi une importante économie de puissance d'alimentation.

Le réseau universel d'un transistor de puissance a été représenté dans la figure 216 avec une droite de charge correspondant à un fonctionnement en classe B. En absence de signal de commande, le transistor se trouve polarisé au point P qui correspond à la tension d'alimentation (20 V) dans la mesure où on peut négliger la résistance ohmique du primaire du transformateur de sortie. Cela n'empêche que, pendant les alternances où il ne conduit pas, le transistor doit pouvoir supporter le double de cette tension d'alimentation. Comme sa diode émetteur-base se trouve alors polarisé dans le sens de non-conduction, un emballement n'est pas à craindre; on peut donc, en classe B, approcher la tension maximale qu'autorise le fabricant de beaucoup plus près qu'en classe A. La droite tracé dans la figure 216 correspond à une résistance de charge de 4 Ω, soit 16 Ω de collecteur à collecteur pour les deux transistors.

Pour fixer quelques ordres de grandeur, nous énumérerons ici encore les principales caractéristiques de fonctionnement déduites de la figure 216 et qui sont :

Point P (repos) : $V_C = V_A = 20$ V, $I_C = I_D = 0{,}4$ A, $V_B = 200$ mV, $I_B = 3$ mA;

Point A (excursion maximale) : $V_C = V_D = 2{,}5$ V, $I_C = 5$ A, $V_B = 750$ mV, $I_B = 160$ mA;

Tension maximale de commande : entre 200 et 750 mV, soit 320 mV_{eff} pour les deux transistors;

Courant maximal de commande : entre 3 et 160 mA, soit 112 mA_{eff} pour les deux transistors;

Résistance moyenne d'entrée : de 2,9 Ω par transistor ou de 12,4 Ω de base à base;

Puissance maximale de commande : 430 mW;

Tension maximale de sortie : entre 2,5 et 20 V, soit 12,4 V_{eff} de collecteur à collecteur;

Courant maximal de sortie : entre 0,4 et 5 A, soit 3,26 A_{eff} pour les deux transistors;

Puissance maximale de sortie : 40,5 W pour les deux transistors;

Gain en puissance : 66, soit 18 dB;

Pente dynamique moyenne : 8,4 A/V;

Dissipation au repos : 5 W.

Il semble y avoir contradiction entre les valeurs données d'une part pour tension et courant de commande, et, d'autre part, pour celle de la résistance

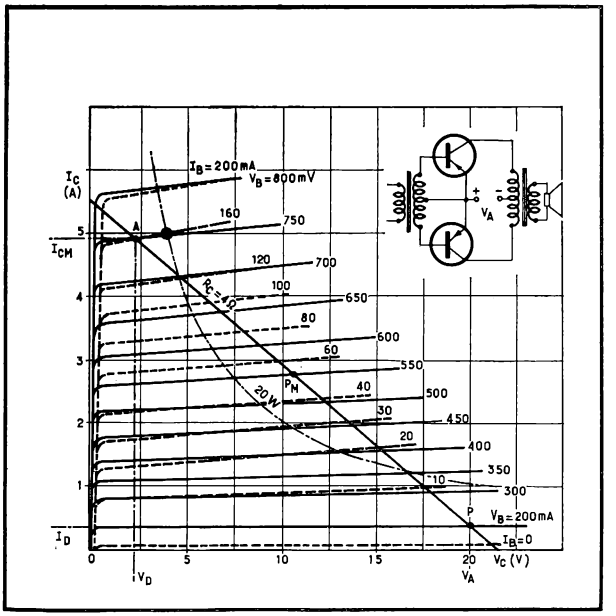


Fig. 216. — En classe B, la droite de charge peut empiéter sur l'hyperbole de dissipation maximale, à condition qu'on ne travaille pas à des fréquences très basses.

d'entrée base à base. Or, il faut remarquer qu'en classe B l'un des deux transistors reçoit toujours une tension de commande inverse, si bien que sa résistance d'entrée est pratiquement infinie pendant l'alternance correspondante. Il n'y a donc qu'une moitié du secondaire du transformateur d'attaque qui se trouve chargé par une résistance moyenne de 2,9 Ω; en ramenant cette dernière aux bornes du secondaire entier, on trouve bien une valeur quatre fois plus grande.

Quand les transistors fonctionnent avec le signal maximal de commande, le courant d'alimentation contient un composant constant et égal au courant de repos I_D, et un composant ayant la forme de demi-sinusoïdes accolées, comme on les obtient en redressement diphasé. L'amplitude de ce courant

étant $I_{CM} - I_D$ (fig. 216), on trouve, pour la *puissance d'alimentation :*

$$P_A = \left(\frac{2}{\pi}(I_{CM} - I_D) + I_D\right) V_A, \qquad (201)$$

soit 67 W dans le cas de notre exemple. Pour obtenir la *puissance dissipée,* il suffit de retrancher la puissance de sortie de celle d'alimentation, soit, avec les valeurs précédentes, 26,5 W au total, ou 13,25 W par transistor.

Si prévoit des moyens de refroidissement tels que le transistor utilisé puisse dissiper 20 W, conformément à l'hyperbole de dissipation tracée dans la figure 216, on peut donc être enclin à se sentir très tranquille de ce côté-là. Mais il ne faut pas oublier que la puissance dissipée n'est pas maximale lorsqu'on module à fond, mais, au contraire, quand l'amplitude correspond au point P_M (fig. 216) et quand la forme du signal est rectangulaire. Il ne s'agit là nullement d'un accident improbable en pratique, car quiconque ayant réalisé un amplificateur ne manquera pas de l'essayer longuement en rectangulaires; et il faut évidemment éviter que les transistors de puissance rendent leurs âmes précisément à ce moment-là.

Au point P_M, la puissance dissipée instantanée est de 30 W, soit une puissance moyenne de 15 W, puisque chaque transistor ne conduit que pendant la moitié de la période. Mais cette notion de puissance moyenne n'est valable, comme nous l'avons vu, qu'à des fréquences relativement élevées, à cause de la constante de temps thermique de la jonction. Pour tenir compte de cette dernière, on peut utiliser le graphique de la figure 217, où le rapport qu'on peut admettre, pour $\tau_j = 10$ ms, entre les puissances instantanée et moyenne (P_{di}/P_{dav}), est donné en fonction de la fréquence d'une rectangulaire symétrique. Le rapport entre les deux puissances étant de 30/20 = 1,5 dans le cas de notre exemple, on voit qu'on ne doit pas travailler avec une rectangulaire d'une fréquence inférieure à 100 Hz. On pourrait encore montrer que cette limite serait voisine de 50 Hz en régime sinusoïdal. On en conclut que notre

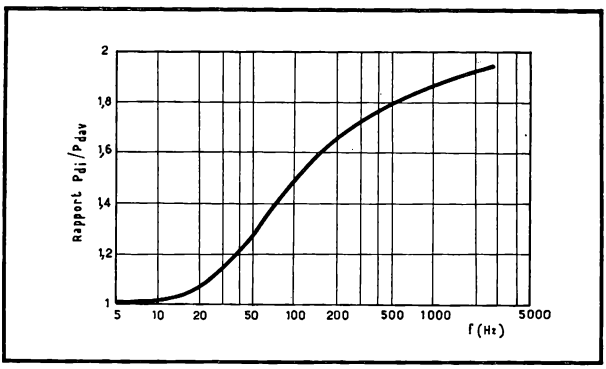


Fig. 217. — Ce n'est que pour des fréquences supérieures à 2 kHz qu'on peut admettre que la température de la jonction ne varie pas sous l'influence du signal.

projet a été établi avec une marge de sécurité insuffisante; il faudrait s'arranger pour que chaque transistor de puissance puisse au moins dissiper 25 W.

Si on détermine, comme précédemment, la résistance d'attaque correspondant au minimum de distorsion par la méthode des écarts de linéarité dans la partie centrale des caractéristiques dynamiques, on trouvera une valeur de 2,2 Ω environ. Il faut surtout veiller ici que l'amplification soit linéaire

en voisinage du point P. Si on choisit le courant de collecteur correspondant à ce point trop faible, on observe une distorsion de coupure (fig. 218), due à la courbure que présente la caractéristique dynamique en commande par tension aux faibles valeurs du courant de collecteur. Cette distorsion est très gênante du fait qu'elle se manifeste déjà aux faibles niveaux; de plus, elle donne naissance à une harmonique 5, très désagréable à entendre. Si on prend

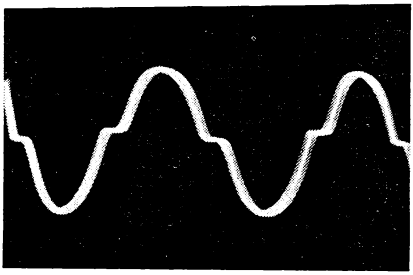


Fig. 218. — Distorsion de coupure observée sur un amplificateur classe B insuffisamment polarisé.

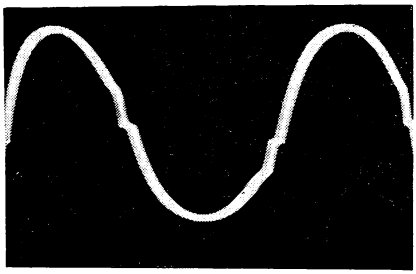


Fig. 219. — Distorsion due à la self-induction de fuite du transformateur de sortie.

la précaution de choisir I_D au moins égale à 10 % de I_{CM}, on est à peu près sûr d'éviter cette distorsion.

Avec un amplificateur symétrique classe B, on observe souvent, aux fréquences élevées, une autre distorsion par coupure (fig. 219). Il s'agit ici de la self-induction de fuite du transformateur de sortie qui, au moment où cesse le courant dans l'un ou l'autre des transistors, donne lieu à un phénomène de surtension de rupture. Ce phénomène peut être évité en connectant un condensateur (environ 100 nF par watt de puissance de sortie) aux bornes du primaire du transformateur de sortie.

Dans la figure 220, on a reproduit, en dessous d'un signal de sortie à peu

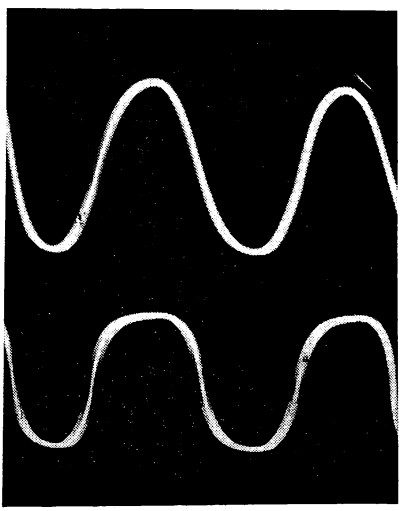


Fig. 220. — La sinusoïde qu'on obtient en fonctionnement normal est comparée à la forme d'onde due à une diminution du gain en courant aux intensités de collecteur élevées.

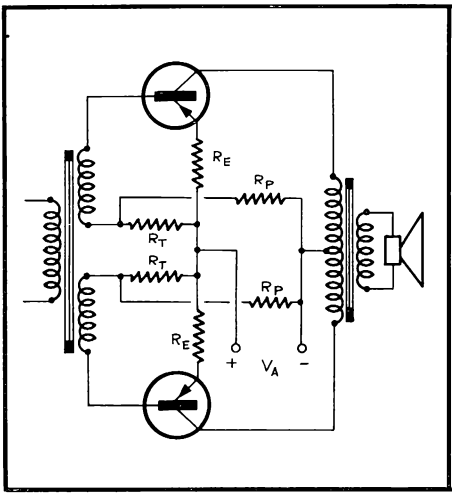


Fig. 221. — Amplificateur classe B avec compensation de température.

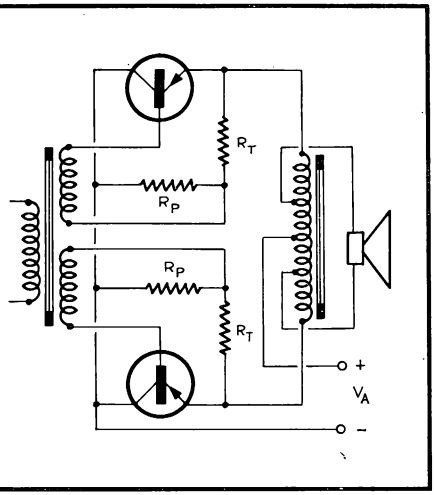


Fig. 222. — C'est la résistance en courant continu de l'autotransformateur de sortie qui fait ici office de résistance d'émetteur.

près sinusoïdal observé en fonctionnement normal, une forme d'onde affectée d'une distorsion par « arrondi ». Il peut s'agir là d'un étage dont les conditions d'attaque sont trop voisines de la commande par courant, ou encore d'un transistor de fabrication ancienne ou imparfaite, pour lequel la pente diminue aux forts courants de collecteur.

Après ces remarques sur la distorsion, il nous reste à donner quelques indications sur le calcul d'un étage de puissance symétrique classe B. Si on connaît seulement la puissance de sortie totale P_C et la tension d'alimentation V_A, on peut déduire le courant maximal de collecteur I_{CM} de l'expression :

$$P_C = \frac{(V_A - V_D)\,(I_{CM} - I_D)}{2} \approx \frac{0{,}9\ I_{CM}(V_A - V_D)}{2},$$

Pour déterminer la puissance d'alimentation, on utilise l'expression (201); et par :

$$P_{dav} = \frac{(V_A + V_D)\,(I_{CM} + I_D)}{8} \qquad (202)$$

on calcule la puissance dissipée moyenne maximale dans le cas le plus défavorable; et on en corrige ensuite la valeur en fonction de la plus basse fréquence à transmettre (fig. 217). Finalement, l'expression :

$$R_C = \frac{V_A - V_D}{I_{CM} - I_D} \approx \frac{V_A}{I_{CM}}$$

donnera la résistance de charge pour un transistor, celle de collecteur à collecteur devant être quatre fois plus forte.

Schémas d'amplificateurs symétriques classe B.

Un schéma fréquemment utilisé est reproduit dans la figure 221. La compensation de température a été effectuée individuellement pour les deux transistors qui peuvent ainsi, sans dommage, présenter des caractéristiques de température légèrement différentes. La résistance R_E est à choisir de façon que la chute de tension à ces bornes soit de l'ordre de 2 V lorsque le courant de collecteur est maximum. Le rapport R_T/R_P est à prendre de façon qu'on obtienne, aux bornes de R_T et au repos, une tension égale à celle de base au point P (fig. 216), augmentée du produit I_D R_E. Aucun découplage n'est possible lorsqu'on compense individuellement en température, car, les transistors travaillant par demi-ondes à la manière de redresseurs, les condensateurs de découplage se chargeraient à une tension continue s'ajoutant à la polarisation de base et provoquant une distorsion de coupure. Pour réduire les pertes de signal de commande, on est ainsi conduit à prendre R_T, et par conséquent aussi R_P, assez faibles. On est ainsi obligé de dissiper un dixième environ de la puissance d'alimentation dans les diviseurs de tension de base.

Une version plus élégante de l'amplificateur symétrique classe B est donné dans la figure 222. Ici, l'enroulement du transformateur de sortie fait office de résistance d'émetteur. Si on s'arrange pour que le négatif de l'alimentation soit connecté au châssis de montage, on peut y fixer les transistors de puissance sans interposer d'isolant; et on assure ainsi une excellente évacuation de la chaleur de dissipation.

Si on veut éviter le transformateur d'attaque, on peut faire appel à un schéma suivant figure 223. L'étage de sortie se trouve ici précédé d'un étage

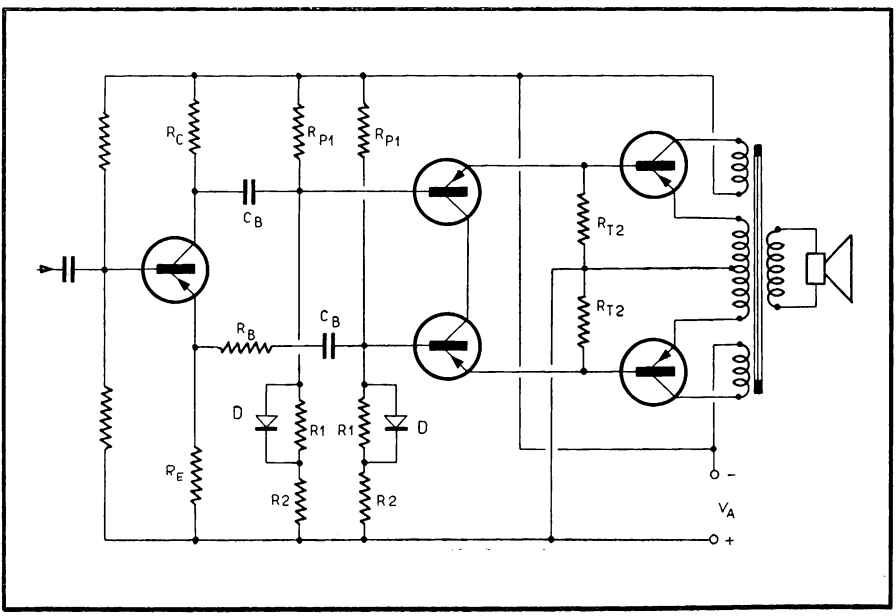


Fig. 223. — En classe B, une attaque par liaison R-C demande des diodes corrigeant l'effet de détection des transistors.

travaillant en collecteur commun, suivant le principe déjà étudié à propos de la figure 215. La résistance R_E a été ici encore remplacée par une fraction du primaire du transformateur de sortie. Pour éviter que l'effet de détection inhérent à la classe B ne fasse apparaître une charge continue aux bornes des condensateurs de liaison C_B, on a prévu deux diodes D, connectes de façon à conduire chaque fois que les jonctions base-émetteur des transistors correspondants sont non-conducteurs. Par les résistances R_1 et R_2 on peut ajuster les polarisations de base des transistors ainsi que le courant dans les diodes, de façon que le courant transmis par C_B ait des alternances positives et négatives de même amplitude.

L'inversion de phase a été obtenue ici par un transistor contenant des résistances de charge dans le circuit de collecteur aussi bien que dans celui d'émetteur. Si ces deux résistances sont égales, on obtient, à vide, sur émetteur et collecteur deux tensions d'amplitude égale et se trouvant en opposition de phase. Toutefois, la résistance de sortie est pratiquement égale à R_C du côté collecteur, et voisine de l'inverse de la pente, donc beaucoup plus faible, du côté émetteur. Cela fait que, en charge, les deux tensions ne sont plus égales, et que les deux branches du montage symétrique travaillent avec des résistances d'attaque différentes. Pour remédier à cet état de choses, on prévoit une résistance R_B qui augmente la résistance de sortie du côté émetteur. Par un choix convenable de R_C, R_B et R_E, on s'arrange pour que la résistance d'attaque soit égale à celle correspondant au minimum de distorsion. Pour plus de détails, on pourra se reporter à l'exemple de la figure 215.

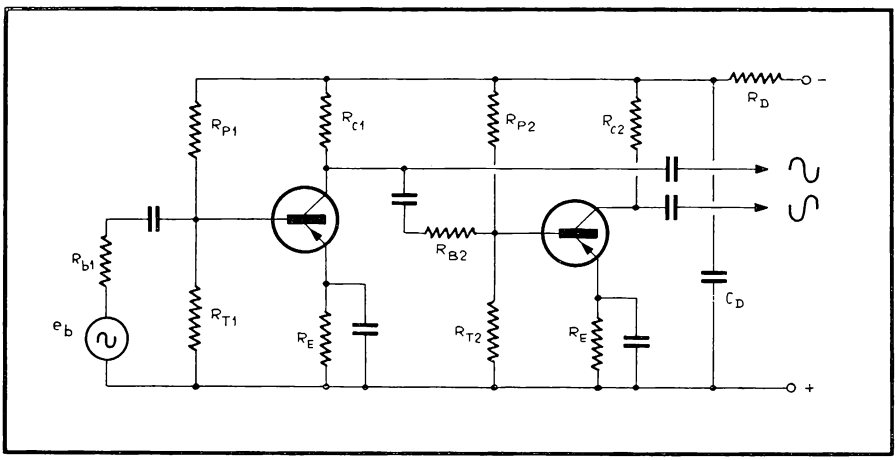


Fig. 224. — L'inversion de phase est ici obtenue par un étage supplémentaire d'amplification.

Un autre montage inverseur de phase a été représenté dans la figure 224. Il comporte deux transistors; le second amplifie, après atténuation par R_{B2} et le diviseur de tension de base, le signal prélevé sur le collecteur du premier. Cette atténuation est à calculer de façon qu'on obtienne des signaux d'amplitude égale sur R_{C1} et R_{C2}. De plus, il faut s'arranger pour que le second transistor se trouve attaqué par une impédance égale à R_{B1}. Telle qu'elle a été

indiquée dans le schéma de la figure 224, la liaison aux étages suivants ne peut, évidemment, être effectuée par condensateurs, que si on y prévoit des diodes compensant l'effet de détection. Par contre, une liaison directe serait ici possible, à condition de s'arranger pour que les potentiels moyens de

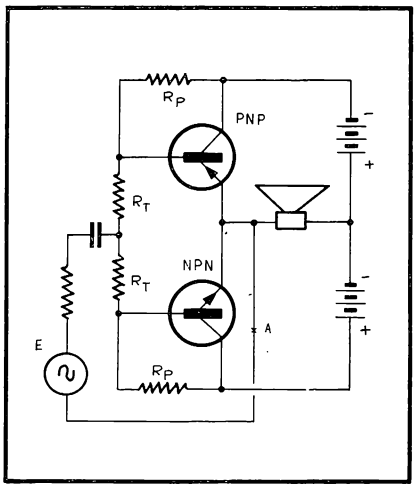


Fig. 225. — Montage symétrique utilisant des transistors complémentaires.

collecteur conviennent. Pour éviter que le premier transistor soit saturé aux alternances négatives du signal de commande, il faudra prévoir une source supplémentaire d'alimentation rendant les émetteurs de l'étage inverseur de phase plus positifs que ceux de l'étage final. Ces difficultés expliquent, pourquoi on donne, dans la pratique, généralement la préférence à la liaison par transformateur.

L'alimentation du montage de la figure 224 a été découplée par les éléments R_D et C_D, de celle de l'étage de sortie. Comme ce dernier demande un courant d'alimentation variant avec une fréquence deux fois plus grande que celle du signal, on constaterait des distorsions très peu agréables, si ces variations se trouvaient transmises, par l'intermédiaire de la résistance interne de la source d'alimentation, aux étages de préamplification. Le découplage de ces derniers doit donc, dans un amplificateur classe B, être effectué avec un soin tout particulier.

Symétrie complémentaire.

Un montage symétrique évitant tout transformateur est celui de la figure 225. Ici, un transistor *n-p-n* et un *p-n-p* sont utilisés de façon que l'un soit conducteur pendant que l'autre ne l'est pas. Pour éviter la distorsion de coupure, on applique par R_T et R_P, une légère polarisation aux bases des deux transistors.

Suivant la version dessinée dans la figure 225, les deux transistors travaillent en émetteur commun. On voit facilement qu'il n'est pas possible d'utiliser, dans ces conditions, les sources d'alimentation pour un étage précédent. De ce fait, on préfère généralement le montage collecteur commun

qu'on obtient en effectuant une coupure en A (fig. 225) et en reliant la source de commande au collecteur du *n-p-n*. La contre-réaction inhérente à ce montage fait que les différences de caractéristiques que montrent inévitablement les deux transistors, ne sont pas gênantes. Elle permet, de plus, un fonctionnement avec un courant de repos bien plus faible (1/100 du courant de pointe) que dans le cas d'un circuit symétrique en émetteur commun. Cependant, des transistors *n-p-n* au germanium n'étant fabriqués que pour des puissances relativement faibles, ce n'est guère que dans les appareils portatifs que ce circuit est utilisé comme étage de sortie. On le trouve également dans les étages d'attaque des amplificateurs de puissance sans transformateur. Des exemples de réalisation pratique seront donnés, plus loin, dans les figures 228 et 246.

Montage symétrique série-parallèle.

Le principe du pont de la figure 226 est semblable à celui du montage de la figure 225, sauf qu'ici des transistors de même polarité sont utilisés. Les enroulements du transformateur d'attaque sont connectés de façon que tantôt

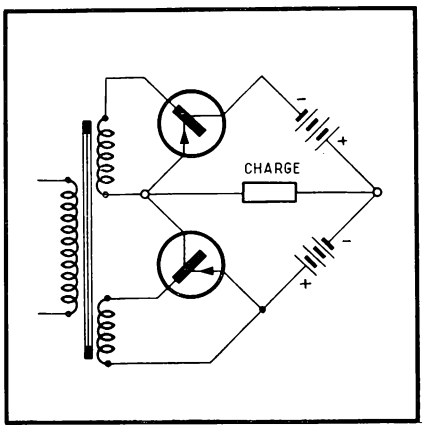


Fig. 226. — Principe du montage symétrique série-parallèle.

l'un, tantôt l'autre des transistors soit conducteur. La charge se trouve, ainsi, connectée tantôt sur l'une, tantôt sur l'autre des sources d'alimentation.

Une version pratique du principe de la figure 226 est donnée par le schéma reproduit en figure 227. Ici, la prise médiane sur la source d'alimentation a été remplacée par un condensateur de liaison. Cette solution serait également possible dans le cas de la figure 225, car le haut-parleur n'est, là non plus, parcouru par aucun courant continu. Pour le reste, on reconnaît, dans la figure 227, les circuits habituels de compensation de température, toujours sans découplage, puisqu'on travaille en classe B. Par contre, l'alimentation de l'étage d'attaque a été dûment découplée, par une résistance de 150 Ω et un condensateur de 50 µF. L'étage de sortie délivre une puissance de pointe de 200 mW; son courant d'alimentation est de 15 mA au repos et de 50 mA à la puissance maximale de sortie.

Pour son calcul, il suffit de remarquer que, au repos, chaque transistor reçoit, aux pertes dans les résistances d'émetteur près, la moitié de la tension d'alimentation. Tel qu'il avait été effectué dans la figure 216, le tracé de la droite de charge serait donc ici valable pour $V_A = 40$ V, la résistance glo-

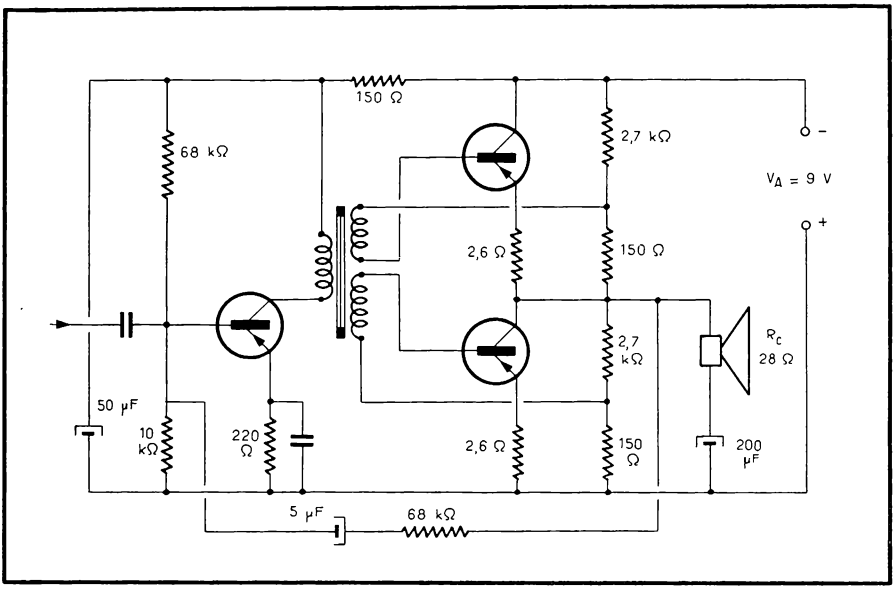


Fig. 227. — Montage symétrique série-parallèle de moyenne puissance, avec transformateur d'attaque.

bale de charge étant égale à la moitié de celle donnée par l'inclinaison de la droite de charge. Exprimant ces remarques par des formules, on trouve, pour la puissance totale de sortie :

$$P_C = \frac{\left(\frac{V_A}{2} - V_D\right)(I_{CM} - I_D)}{2} .$$

Pour un calcul exact, il faut déduire, de cette puissance, la perte dans les résistances d'émetteur, soit $R_E I_{CM}^2/2$. En ce qui concerne les puissances d'alimentation et dissipée, les expressions (201) et (202) restent valables. La résistance de charge est finalement donnée par :

$$R_C = \frac{\frac{V_A}{2} - V_D - I_{CM} R_E}{2 (I_{CM} - I_D)} .$$

Dans le schéma, on constate que les deux transistors se trouvent, vu de la source d'alimentation, en série; ils sont, par contre, en parallèle, en ce qui

concerne leur action sur la charge. C'est cette particularité qui a donné son nom à ce montage. On voit qu'il se distingue par des impédances de sortie particulièrement faibles, ce qui permet toujours d'éviter le transformateur de sortie. Comme, du même coup, on élimine une importante source de pertes, le rendement de cet étage peut, avec un type de transistor donné, être meilleur que celui du « push-pull » classique, à condition qu'on l'alimente sous une tension double.

Une version sans transformateur du montage série-parallèle a été donnée dans la figure 228. L'inversion de phase a été effectuée ici par une paire de

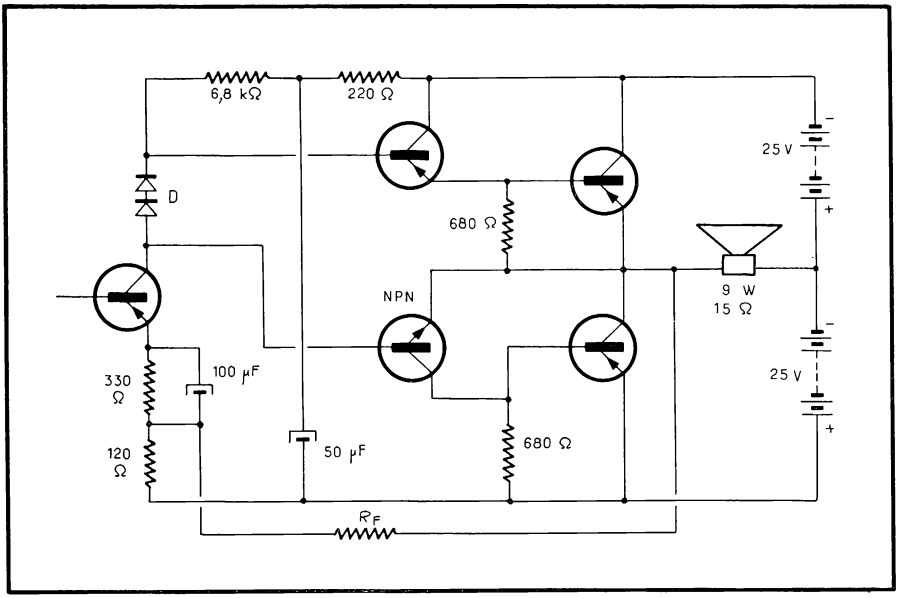


Fig. 228. — Grâce à l'utilisation de transistors complémentaires, cet amplificateur peut fonctionner sans transformateur et en liaison directe.

transistors complémentaires dont le *p-n-p* travaille en collecteur commun, et le *n-p-n* en émetteur commun. La différence continue de potentiel entre les base de ces deux transistors a été obtenue par un certain nombre de diodes au germanium mises en série. On sait que la chute de tension directe aux bornes d'une telle diode est assez indépendante du courant qui la parcourt, pourvu que ce dernier ait une intensité convenable. Accessoirement, ces diodes provoquent une excellente compensation des variations de la température ambiante.

En plus du découplage habituel de l'alimentation du préamplificateur, le montage de la figure 228 comporte une contre-réaction. Par l'intermédiaire de R_F, on prélève une fraction de la tension de sortie pour l'appliquer dans le circuit d'émetteur du premier étage qui, pour cela, n'a été que partiellement découplé.

D'autres schémas d'amplificateurs de puissance et de montages série-parallèle seront donnés dans un chapitre ultérieur, consacré aux exemples de réalisation d'amplificateurs B.F.

LE REFROIDISSEMENT DES TRANSISTORS DE PUISSANCE

La résistance thermique.

La puissance qu'un transistor est capable de dissiper dépend, en premier lieu, de la température maximum que sa jonction collecteur-base peut admettre. Il est évident que, pour une puissance donnée, cette température dépend, à son tour, uniquement de la *résistance* qu'oppose le milieu ambiant à l'évacuation de la chaleur dissipée par ladite puissance.

L'évacuation de la chaleur peut être assurée de trois façons différentes : par conduction, par convection ou par rayonnement. Généralement, ces trois principes sont appliqués simultanément. Par *conduction,* on entend un transfert de chaleur à l'intérieur d'un corps et d'une partie à l'autre de ce corps. Dans le cas d'une *convection,* un gaz ou un liquide absorde de la chaleur à un endroit pour la transporter vers un milieu plus froid. Une *radiation* est une émission de chaleur par rayonnement, lequel est d'autant plus important que la différence de température entre le corps chaud et ses environs est plus grande.

Ces considérations physiques sur le mode d'évacuation intéressent peu en pratique où il importe surtout que la quantité de chaleur évacuée soit grande, ou, pour utiliser une analogie avec l'électricité, qu'on obtienne un fort « courant de chaleur ». Poursuivant cette analogie, on peut définir une « résistance thermique » par laquelle ce courant doit passer. En complétant ces notions par une « tension thermique » — qui n'est rien d'autre que la température — on parvient à leur appliquer la loi d'Ohm et tous les théorèmes régissant la mise en parallèle et en série des résistances; le calcul des circuits thermiques devient ainsi extrêmement facile.

Le circuit thermique équivalent.

L'analogie entre un circuit électrique fondamental et un circuit thermique est représentée dans la figure 229. A gauche, on reconnaît un générateur de courant électrique qui provoque, aux bornes des résistances R_1 et R_2, les chutes de tension E_1 et E_2. Dans le circuit thermique, à droite, nous trouvons un générateur de courant thermique; ce courant est exprimé ici en watts. Ce générateur alimente deux résistances thermiques K_1 et K_2 aux bornes desquelles on observe les chutes de température t_1 et t_2.

La résistance thermique est exprimée en « degrés Celsius par watt » (°C/W); il n'existe pas d'unité spéciale. D'après cette définition, une résistance

thermique de 5 °C/W signifie, dans le cas d'un transistor, qu'une augmentation de 1 W de la puissance dissipée dans le transistor provoque une augmentation de la température de jonction de 5 °C.

Cette définition montre bien la grande commodité qu'offre la notion de la résistance thermique pour l'établissement d'un projet. Il faut évidemment connaître la valeur de ladite résistance; par la suite, nous verrons qu'elle se compose de différentes résistances partielles et nous étudierons les procédés permettant sa mesure.

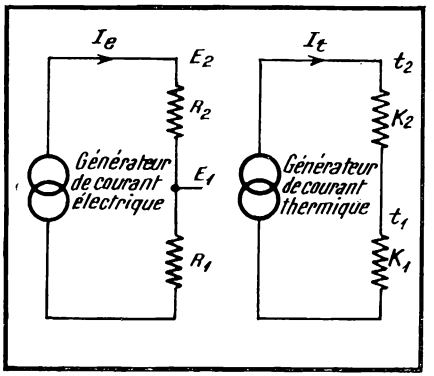


Fig. 229. —La résistance thermique est parcourue par un courant thermique, lequel produit à ses bornes une chute de température que l'on peut calculer par la loi d'Ohm.

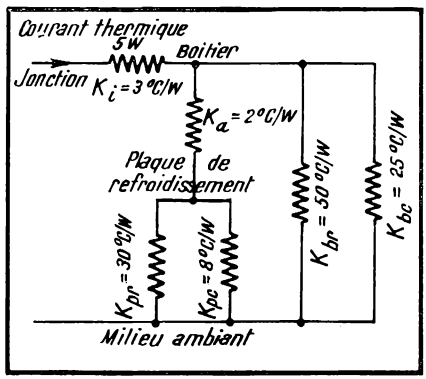


Fig. 230. — Circuit thermique équivalent d'un transistor de puissance.

Mais examinons d'abord une autre définition qui exprime particulièrement bien l'analogie physique entre les mouvements d'électricité et de chaleur. D'après la loi d'Ohm, on peut écrire :

$$\text{Tension} = \text{courant électrique} \times \left(\frac{\text{longueur}}{\text{section}} \times \frac{1}{k} \right),$$

le terme entre parenthèses exprimant la résistance définie par la longueur, la section et la conductibilité électrique k du conducteur.

En thermodynamique, cette expression s'écrit :

$$\text{Chute de température} = \text{courant thermique} \times \left(\frac{\text{longueur}}{\text{section}} \times \frac{1}{k} \right),$$

l'expression entre parenthèses étant ici la résistance thermique et k la conductibilité thermique.

Circuit thermique d'un transistor.

Le schéma thermique complet d'un transistor de puissance est représenté dans la figure 230. Pour fixer les ordres de grandeur, nous avons pris l'exemple d'une triode dissipant une puissance de 5 W.

Entre la jonction et le collecteur, nous avons une « résistance interne » K_1 de 3 °C/W; la résistance thermique de l'isolant interposé entre le boîtier du transistor — qui est relié au collecteur — et la plaque de refroidissement est désignée par K_2; sa valeur est de 2 °C/W. Pour cette plaque de refroidissement — ou simplement le châssis sur lequel le transistor se trouve monté — on peut définir une résistance de rayonnement de K_{pr} et une résistance de convection K_{pc}. Pour être tout à fait exact, il faut également tenir compte des résistances de radiation et de convention du boîtier du transistor K_{br} et K_{bc};

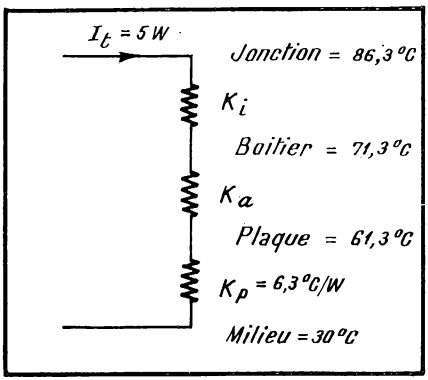


Fig. 231. — Les températures aux divers points de ce circuit simplifié sont indiquées ci-dessus.

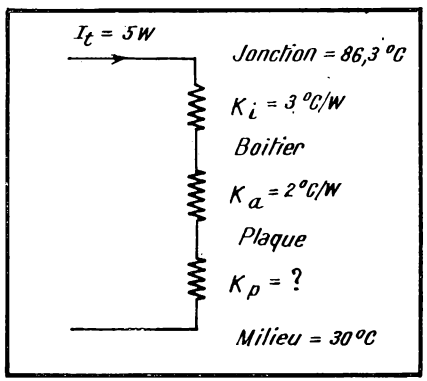


Fig. 232. — Le problème consiste à calculer, dans ce circuit, la résistance thermique de la plaque de refroidissement.

mais leurs valeurs, de 50 et 25 °C/W sont suffisamment élevées pour qu'on puisse les négliger en pratique.

Pour calculer la température de jonction qui sera atteinte dans de telles conditions de fonctionnement, il est préférable de simplifier le schéma suivant la figure 231, qui ne comporte plus que les résistances thermiques interne, d'isolement et de plaque de refroidissement. De plus, il faut connaître ou se donner la température ambiante.

La résistance K_p de la figure 147 résulte de la mise en parallèle des résistances K_{pr} et K_{pc} (fig. 146). Par la loi de KIRCHHOFF, on trouve une valeur totale de 6,3 °C/W. Pour obtenir la température que la plaque d'évacuation atteindra en fonctionnement prolongé, il suffit de multiplier la résistance K_p de 6,3 °C/W par le courant thermique qui est de 5 W. On obtient ainsi une chute de température de 31,5 °C; si la température ambiante est de 30 °C, celle de la plaque d'évacuation atteindra 61,5 °C. D'une manière analogue, on peut calculer les chutes de température sur les autres résistances thermiques du schéma; les valeurs obtenues sont indiquées dans la figure 231.

La figure 232 illustre un problème qui est plus fréquemment posé en pratique. On se donne la température de jonction ainsi que les résistances interne et d'isolement, et on demande la résistance de la plaque d'évacuation pour un courant thermique, c'est-à-dire une dissipation collecteur donnée. On calcule alors les chutes de température sur les deux résistances connues, soit 25 °C au total dans le cas de notre exemple. La différence entre les tempéra-

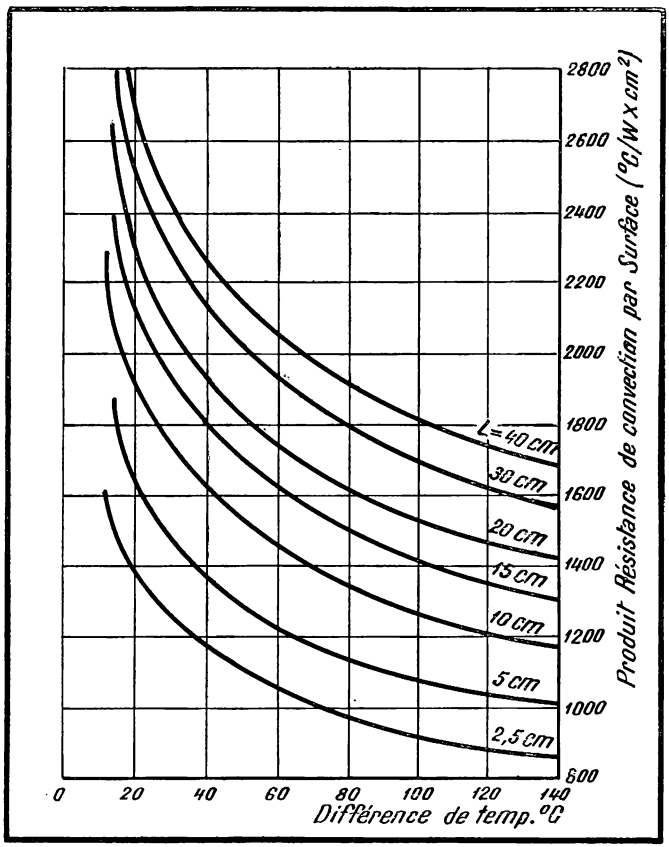


Fig. 233. — Abaque pour le calcul de la résistance de convection d'une plaque métallique verticale.

tures ambiante et de jonction étant de 50 °C, il reste 25 °C à « chuter » dans la plaque de refroidissement. Avec un courant thermique de 5 W, on trouve donc, pour la résistance thermique de cette plaque, une valeur de 5 °C/W.

Calcul des plaques de refroidissement.

Nous donnerons ci-dessous des formules et abaques permettant un calcul approximatif des dimensions de la plaque de refroidissement en partant de la résistance thermique définie précédemment. Bien entendu, la valeur exacte de cette résistance dépend des conditions de montage, de la circulation de l'air à l'intérieur du châssis, etc.; on doit donc toujours vérifier le calcul par des mesures.

Nous supposons d'abord que la plaque de refroidissement soit réalisée dans un matériau bon conducteur de la chaleur (cuivre, aluminium) et suffisamment épaisse (3 mm et plus) pour que la résistance de conduction à l'inté-

rieur de la plaque n'intervienne pas. Dans ces conditions, la résistance de convection d'une plaque *verticale* est définie par le rapport :

$$K_c = \frac{2300 \cdot (L)^{1/4}}{A \cdot (t_s - t_a)^{1/4}},$$

dans lequel L est la hauteur en centimètres, A la surface totale (somme des deux faces) en centimètres carrés, t_s et t_a les températures de surface et ambiante. L'abaque de la figure 233 est établi avec cette équation; il donne le produit *surface* par *résistance de convection* en fonction de la différence entre les températures de surface et ambiante, et cela pour diverses hauteurs de plaque. En se fixant cette dernière grandeur, par exemple, à 10 cm, on lit, pour une différence de température de 40 °C, une valeur de 1 600 sur l'échelle verticale; si la résistance de convection demandée est de 10 °C/W, on doit ainsi utiliser une plaque d'une surface totale de 160 cm², soit une plaque de 10 × 8 cm (puisque les deux faces comptent).

La formule aussi bien que l'abaque semblent montrer que le refroidissement sera d'autant plus efficace que, pour une surface donnée, la plaque est plus large et moins haute. Cela n'est, évidemment, vrai que dans la mesure où on peut supposer que la source de chaleur se trouve uniformément répartie sur la plaque, c'est-à-dire si on en néglige la résistance de conduction. Dès que le rapport largeur/hauteur dépasse trois, cela n'est plus possible; il faut alors, par les calculs indiqués plus loin, tenir compte de la résistance de conduction.

Dans le cas d'une plaque *horizontale,* la résistance de convection n'est plus la même pour les deux surfaces. Il faut donc définir séparément les résistances thermiques des faces inférieure et supérieure et calculer ensuite leur mise en parallèle. La formule précédente reste valable à condition que l'on remplace la hauteur L par la moitié de la somme de la longueur et la largeur

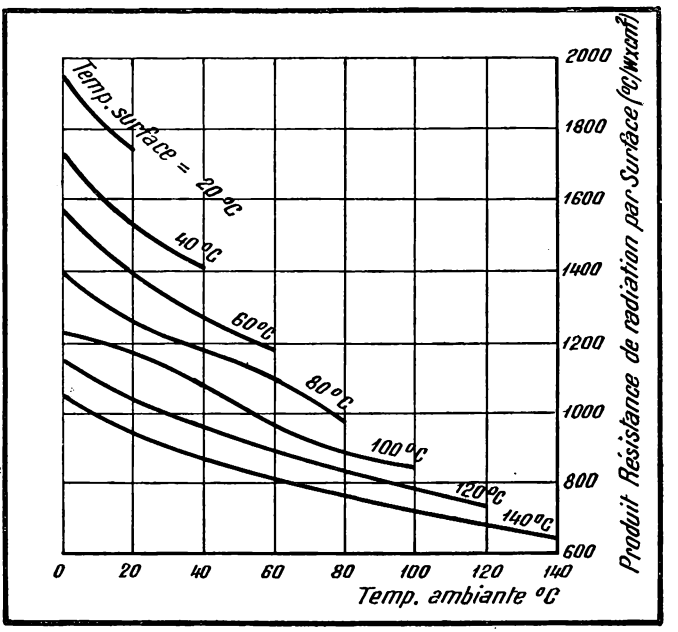


Fig. 234. — Abaque pour le calcul de la résistance de radiation d'un dispositif de refroidissement.

et que l'on multiplie le résultat par 0,78 pour la face supérieure et par 1,58 pour la face inférieure.

La résistance de *radiation* peut être calculée par l'expression :

$$K_r = \frac{1793.10^8}{A.e.(t_s^2 + t_a^2).(t_s + t_a)},$$

dans laquelle A, t_s et t_a possèdent la même signification que précédemment, e exprimant le coefficient d'émission. Cette valeur varie entre 0,03 et 0,1 pour une surface métallique nue et peut atteindre 0,9 si cette surface est enduite d'une mince couche de peinture noire. L'abaque de la figure 234 permet un calcul rapide; son maniement est le même que précédemment, sauf que la température de surface figure en paramètre. L'orientation de la plaque est sans influence ici.

Les résistances de convection et de rayonnement ainsi déterminées apparaissent en parallèle (fig. 230) et, dans leur ensemble, en série avec d'éventuelles résistances de conduction dues à un isolant ou encore à une plaque de refroidissement trop mince ou en matériau mauvais conducteur. La résistance série qu'oppose un isolant peut facilement être calculée par l'expression :

$$K_a = \frac{d}{4{,}19.k.A},$$

d étant la longueur du chemin parcouru par la chaleur, c'est-à-dire l'épaisseur de l'isolant, A la section de ce chemin, c'est-à-dire la surface en contact avec cet isolant, et k la conductibilité thermique du matériau. Les deux premières grandeurs sont exprimées en centimètres ou centimètres carrés, la troisième en calories-centimètres/secondes-centimètres carrés-degrés C.

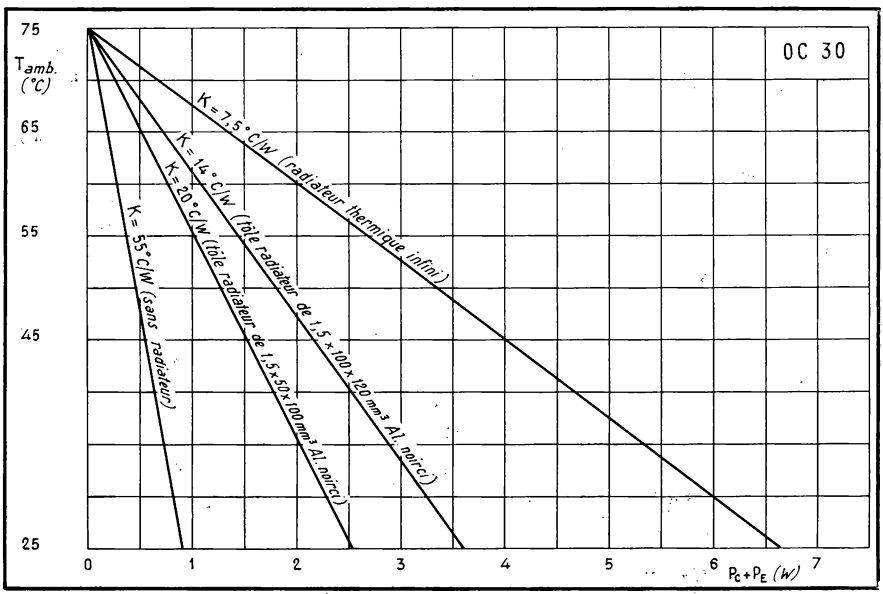


Fig. 235. — Pour un transistor d'une résistance thermique interne de 7 °C/W, cet abaque donne, pour divers moyens de refroidissement, la dissipation maximale en fonction de la température ambiante.

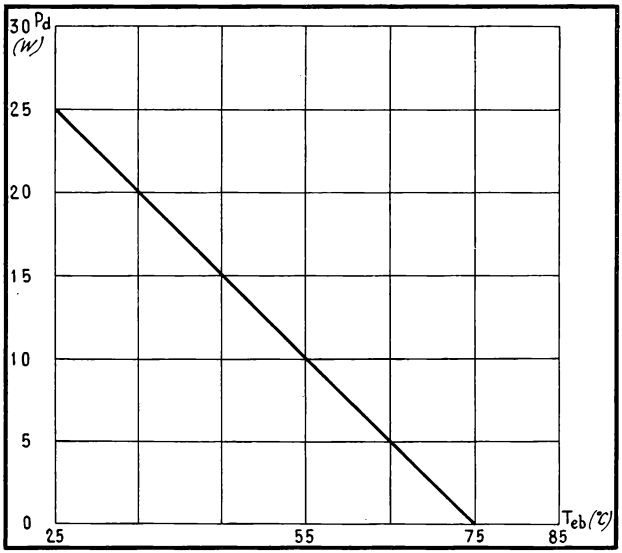


Fig. 236. — Dissipation en fonction de la température de boîtier, pour un transistor d'une résistance thermique interne de 2 °C/W.

La résistance série introduite par la plaque de refroidissement même est donnée, dans le cas d'une plaque circulaire, par :

$$K_s = 1/(\pi.4{,}19.f.k);$$

pour une plaque carrée, par :

$$K_s = 1/(8{,}38.f.k)$$

et pour une plaque rectangulaire, par :

$$K_s = a/(33{,}5.b.f.k).$$

Les dimensions de la plaque sont désignées par a et b; f signifie l'épaisseur. La dernière expression n'est valable que pour des rapports a/b plus grands que quatre; autrement, on utilise la formule pour les plaques carrées où la dimension du côté n'intervient pas.

La mesure de température au point où le transistor se trouve fixé sur le radiateur peut être effectuée, comme nous l'avons vu, par celle du courant initial du transistor. La constante de temps thermique de la jonction sera toujours suffisamment réduite pour que, un dixième de seconde après que le transistor ait cessé de dissiper, la température ainsi mesurée soit bien égale à celle du boîtier.

Pour qu'on puisse plus facilement établir un projet de refroidissement, certains fabricants indiquent, pour leurs transistors, des abaques (fig. 235) donnant, pour divers moyens de refroidissement, la puissance dissipée totale maximale (de collecteur et d'émetteur) en fonction de la température ambiante. Il s'agit ici, comme on le voit, d'un transistor dont la résistance thermique entre jonction et boîtier est de 7,5 °C/W. On trouve aussi (fig. 236) des graphiques donnant la dissipation maximale en fonction de la température à l'embase de fixation du boîtier. On voit ici que le transistor cité en exemple supporte une température maximale de jonction de 75 °C, et que sa résistance thermique interne est de 2 °C/W, puisqu'une variation de température de 50 °C correspond à 25 W.

EXEMPLES DE RÉALISATION D'AMPLIFICATEURS B.F

Préamplificateur de phonographe.

Le préamplificateur dont le schéma est donné en figure 237 possède des dimensions suffisamment faibles pour pouvoir être logé dans un bras de pick-up. Par une forte contre-réaction, on obtient une reproduction pratiquement linéaire (courbe *b*) ; une correction de tonalité permet d'adapter l'amplificateur à la courbe d'enregistrement des disques microsillon AES (courbe *c*).

Il s'agit d'un amplificateur C.C.-E.C. à couplage direct dont le principe a été mentionné à diverses reprises. La résistance R_1 est à choisir approximativement égale à la résistance de sortie du P.U., qui est de l'ordre de 3 000 Ω. Un condensateur C_4 dont la valeur est à déterminer expérimentalement peut être connecté pour réduire l'amplification de 'extrême aigu.

En l'absence de contre-réaction, le gain de l'amplificateur est de 42 dB, le niveau de souffle à — 39 dB. Avec contre-réaction, le gain tombe à la moitié pour 1 000 Hz, et le souffle n'est plus que de — 52 dB. La tension de sortie maximum est de 3 V_{eff}; la distorsion est inférieure à 0,5 % pour une amplitude de sortie de 1 V.

Réglage de tonalité.

Un circuit de réglage de tonalité, emprunté d'une documentation « *General Electric* », est représenté dans la figure 238. Il n'est utilisable qu'en commande par courant, c'est-à-dire quand la résistance de sortie de l'étage précédent son entrée est grande devant l'impédance connectée à sa sortie, comme cela est généralement le cas dans les préamplificateurs. Si ces conditions ne sont pas données d'une manière satisfaisante, on peut prévoir une résistance de correction connectée en série avec l'entrée. Si la présence de cette résistance implique une diminution du transfert aux aiguës, il convient de la shunter par une faible capacité.

La figure 239 *a* montre, pour une fréquence de 1 000 Hz, le schéma équivalent de ce réglage de tonalité. Comme on le voit d'après les courbes de réponse de la figure 240, la position des potentiomètres n'intervient pas à cette fréquence. Le courant d'entrée, après affaiblissement éventuel par le potentiomètre de gain de 100 kΩ, non représenté dans la figure 239, est alors simplement divisé de façon que les 10/11e de ce courant sont dérivés vers la masse, le 1/11e restant étant conduit vers l'entrée de l'étage suivant. Aux fréquences basses, le curseur du potentiomètre « graves » se trouvant presqu'en haut, le condensateur de 20 nF, pratiquement court-circuité, n'intervient plus. Le courant transmis par la résistance de 10 kΩ est alors d'autant plus fort que, à

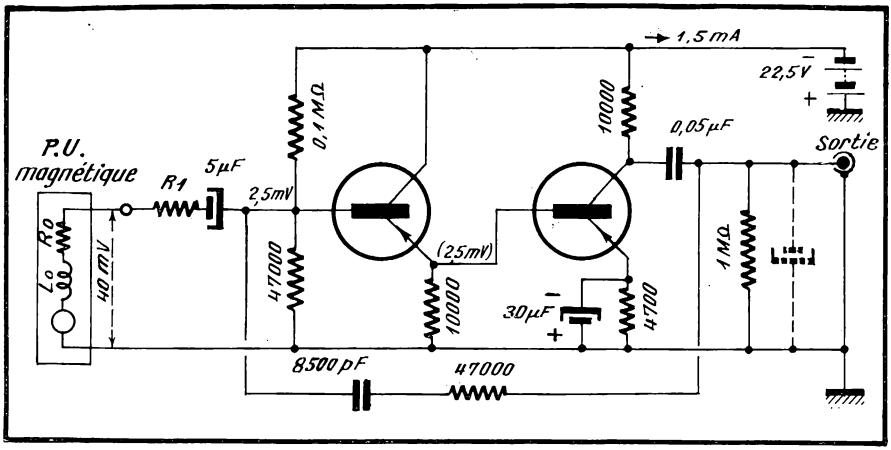
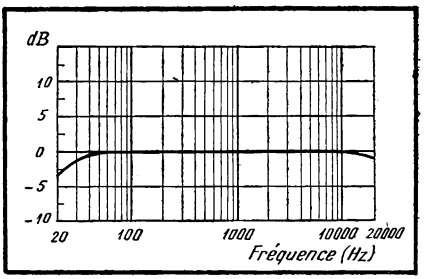


Fig. 237 a. — Schéma d'un pré-amplificateur de phonographe.



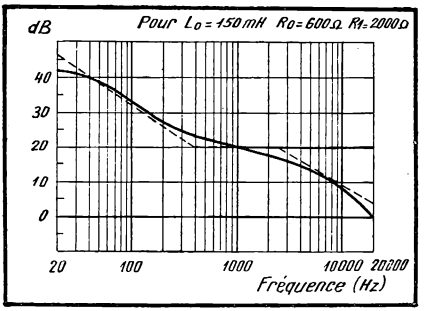


Fig. 237 b et 237 c. — Courbes sans correction (à gauche) et avec correction (à droite) de l'amplificateur de la figure **237 a.**

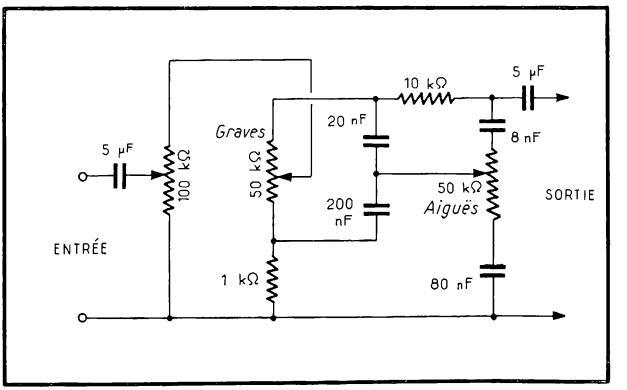


Fig. 238. — Circuit de réglage de tonalité utilisable en commande par courant.

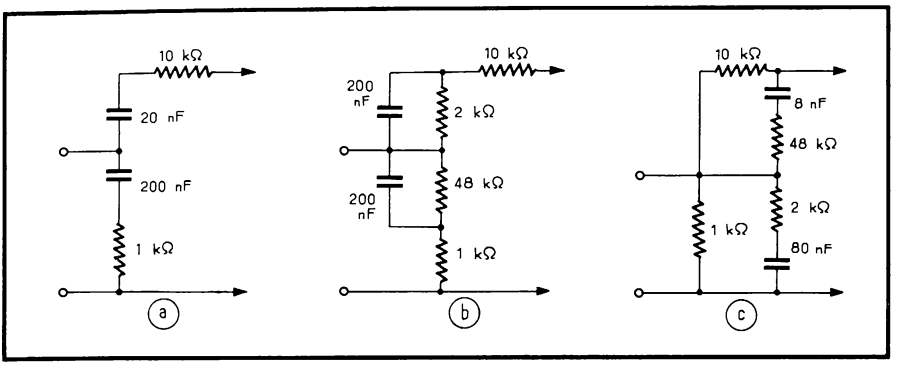


Fig. 239. — Schéma équivalent au montage de la figure 238, successivement aux fréquences moyennes, basses et élevées.

la fréquence considérée, la réactance du condensateur de 200 nF est plus faible. Aux fréquences élevées (fig. 239 c), le réglage correspondant étant poussé au minimum, la plus grande fraction du courant de commande se trouve dérivée vers la masse par le condensateur de 80 nF. Dans l'autre position extrême du potentiomètre correspondant, le condensateur de 8 nF shunte la résistance de 10 kΩ d'autant plus parfaitement, que la fréquence est plus élevée.

L'affaiblissement moyen qu'introduit ce réglage de tonalité étant de 1/11e, les étages qui le suivent ou qui le précèdent doivent être calculés de façon à compenser cet affaiblissement par un gain en courant supplémentaire.

Amplificateur pour prothèse auditive.

Les amplificateurs de surdité devant exceller par un volume particulièrement faible, la correction de température a été effectuée, dans le montage de la figure 241, par une contre-réaction shunt non découplée. Quatre transis-

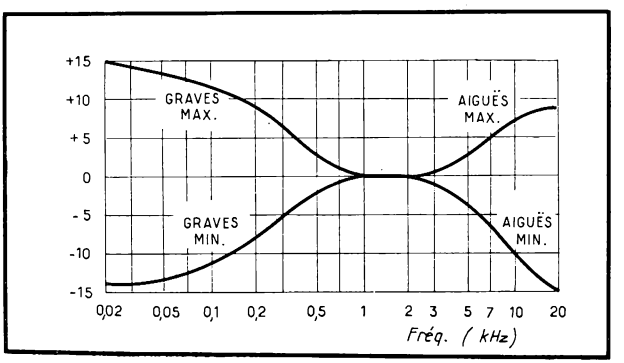


Fig. 240. — Courbes de réponse du montage de la figure 238.

tors sont alors nécessaires pour obtenir un gain suffisant, le montage tient néanmoins moins de place qu'un amplificateur à trois étages où la correction de température serait effectuée par une résistance découplée dans l'émetteur. Le condensateur de découplage qui devient alors nécessaire est, en effet, presque aussi grand qu'un transistor. On remarque que, dans le premier étage, le courant de correction passe à travers le microphone magnétique; il n'y a donc pas de contre-réaction B.F. Un commutateur de tonalité est prévu dans le circuit de contre-réaction du dernier étage, qui n'est que très faiblement corrigé en température par une résistance de 30 kΩ. Une telle correction est suffisante quand la résistance en courant continu de l'écouteur ne dépasse pas quelques centaines d'ohms. Pour les impédances de microphone et d'écouteur, des valeurs de l'ordre du kiloohm conviennent; la tension d'alimentation est de 3 V environ.

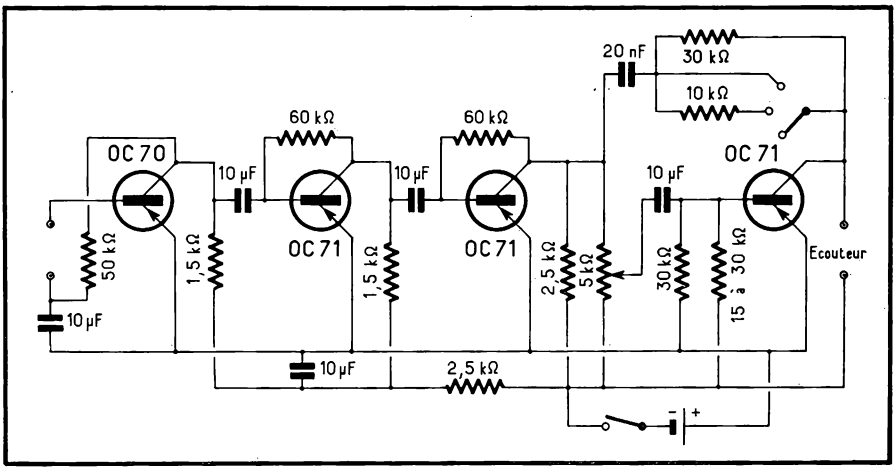


Fig. 241. — Amplificateur à contre-réaction shunt pour sourds.

Pour éviter, dans les amplificateurs de surdité, une saturation par un signal relativement fort, on utilise souvent un montage de compression de dynamique qui agit comme un antifading. Le schéma d'un tel amplificateur a été publié dans l'ouvrage « Appareils à Transistors » (*Editions Radio*).

Classe A variable.

Le schéma publié dans la figure 242 est celui des étages B.F. d'un récepteur de poche (*Akkord-Radio*). Dans les récepteurs de ce genre, les questions de poids et d'encombrement des piles jouent un rôle important; on a donc tout avantage à économiser le courant d'alimentation.

A la transmission de musique ou de parole, la profondeur de modulation n'atteint que très rarement, et pendant des instants très courts, la valeur nominale. On profite de cette particularité dans les amplificateurs de classe B

où la consommation est fonction de l'amplitude du signal amplifié. Pour un récepteur de taille très réduite, un tel montage entraînerait des complications inutiles, d'autant plus que la puissance modulée de 50 mW, qu'on peut obtenir avec un seul transistor en classe A, est largement suffisante pour une telle application.

Pour augmenter le rendement d'un amplificateur classe A, on a prévu un réglage automatique qui adapte la polarisation de l'étage final à la valeur instantanée du signal à amplifier. Dans le schéma de la figure 242, on reconnaît un enroulement auxiliaire sur l'autotransformateur de sortie. Cet enroulement délivre une tension proportionnelle à l'amplitude du signal; redressée par la diode D_3, cette tension est appliquée, après filtrage, à la base de l'étage final. Ainsi, le point de repos se règle de façon que la plage d'admission du transistor soit toujours légèrement supérieure à l'amplitude du signal amplifié. L'économie de consommation qu'on obtient avec ce procédé est de l'ordre de 35 %.

Empruntée d'une documentation *Thomson-Houston,* une version légèrement différente d'un amplificateur travaillant en classe A variable a été reproduite dans la figure 243. Ici, le transformateur ne comporte pas d'enroulement auxiliaire, la tension de réglage étant obtenue par une détection parallèle. Alimenté sous 9 V, cet amplificateur délivre une puissance de sortie de

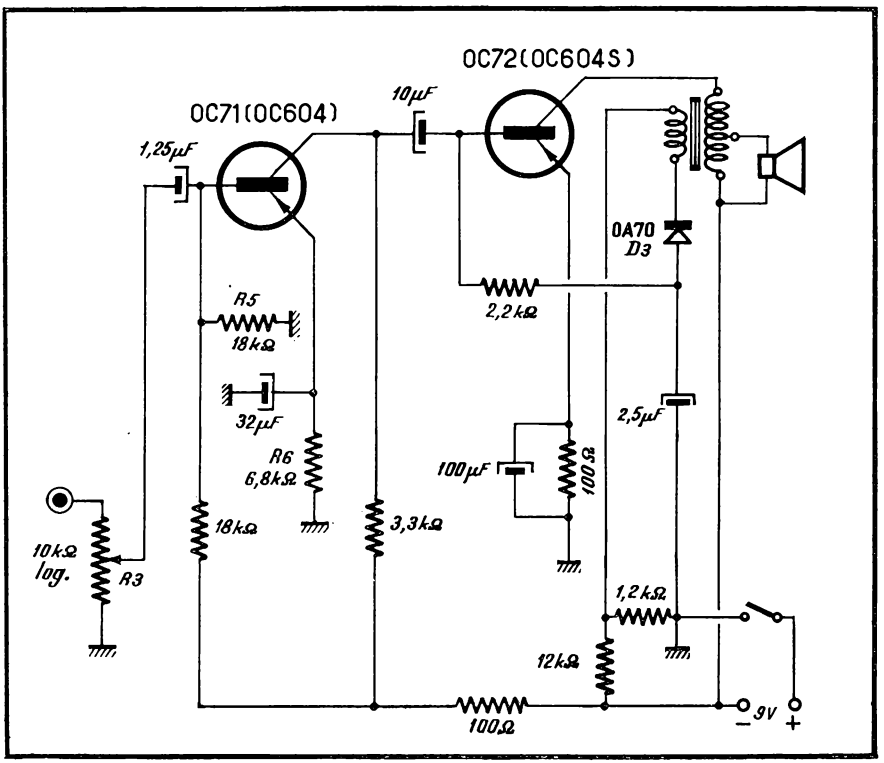


Fig. 242. — Amplificateur classe A variable; la tension de réglage est fournie par un enroulement auxiliaire du transformateur de sortie.

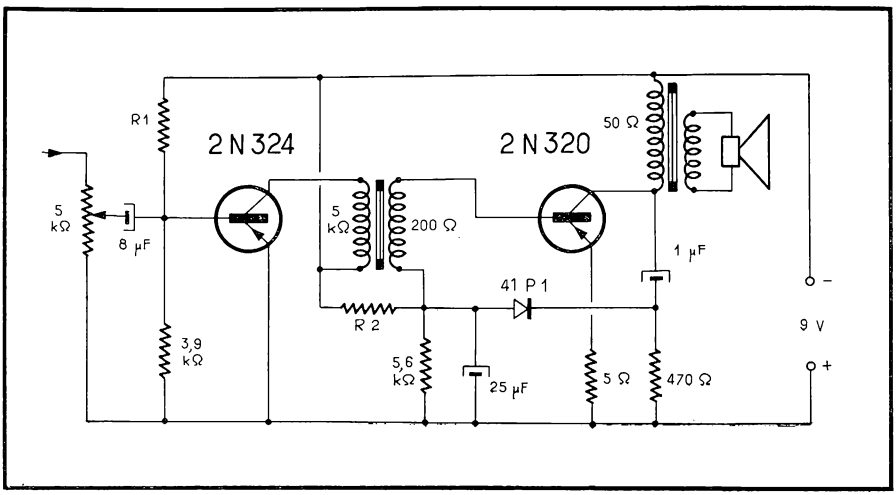


Fig. 243. — Dans cet amplificateur classe A variable, la tension de réglage est obtenue par une détection parallèle.

120 mW; son gain en puissance est de 65 dB; sa réponse s'étend, à — 3 dB, de 150 Hz à 12 kHz. La consommation est de 20 mA au repos et de 90 mA en pointe. La résistance R_1 (ordre de grandeur : 68 kΩ) est ajustée de façon à obtenir un courant de collecteur de 4 mA dans le premier transistor. La valeur approximative de R_2 est de 25 kΩ, elle est à ajuster de façon que le second transistor conduise un courant de collecteur de 16 mA.

En régime entretenu, la distorsion de cet amplificateur est de 7 %. Cependant, en présence de transitoires d'amplitude relativement forte, le point moyen de fonctionnement met un certain temps avant d'atteindre sa nouvelle position; pendant cette durée, la distorsion sera beaucoup plus élevée. La classe A variable n'est donc pas à conseiller pour un amplificateur de haute fidélité.

Amplificateur d'électrophone.

Le montage de la figure 244, emprunté d'une documentation « *General Electric* », se distingue du fait qu'il a été réalisé avec le négatif de l'alimentation à la masse, bien qu'il utilise des transistors *p-n-p*. C'est surtout à ce titre que nous l'avons choisi comme exemple, car, pour le reste, il s'agit de deux étages de préamplification bien classiques, suivis d'un étage de sortie symétrique dont la seule particularité réside dans la polarisation de base. En effet, cette dernière est obtenue non pas par un diviseur de tension indépendant, mais à partir du circuit de découplage du préamplificateur. On évite ainsi la dissipation de puissance d'alimentation qu'on aurait normalement observée dans le diviseur de tension de polarisation.

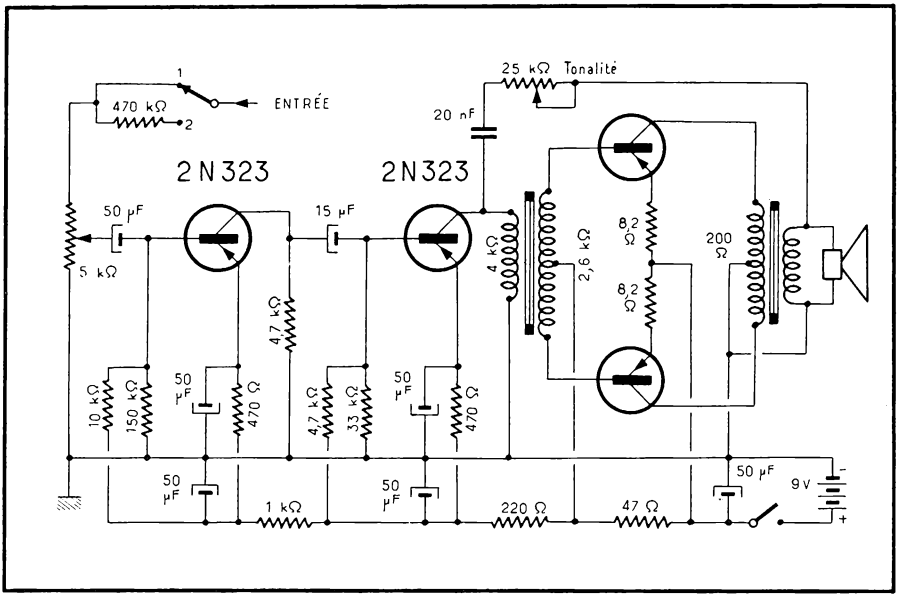


Fig. 244. — Amplificateur de moyenne puissance, pour électrophone.

L'amplificateur possède un réglage de tonalité par contre-réaction sélective, dont les courbes de la figure 245 illustrent l'action. Ces courbes sont valables pour un haut-parleur dont la résonance propre est de 130 Hz. Elles montrent que l'action de ce réglage de tonalité consiste essentiellement dans une suppression des aiguës, c'est-à-dire dans un affaiblissement du bruit de fond des disques. La position 1 du commutateur d'entrée correspond à une tête à réluctance variable; en position 2, une résistance de 470 kΩ permet une adaptation à une cellule à cristal.

L'étage de sortie est capable de délivrer une puissance 750 mW, la distorsion étant de 10 % à 450 mW, et inférieure à 5 % à 100 mW. Une puissance

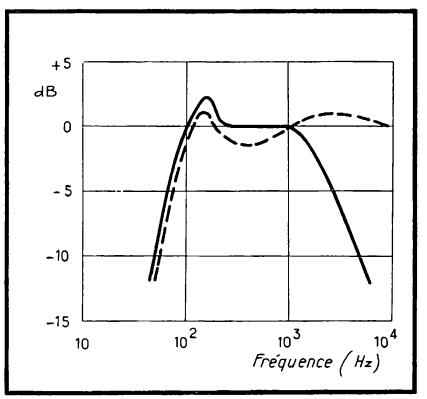


Fig. 245. — Courbes de réponse de l'amplificateur de la figure 244.

de sortie de 50 mW est obtenue avec une tension d'entrée de 2 mV en position 1 et de 150 mV en position 2.

Amplificateur à symétrie complémentaire.

Dans le circuit de la figure 246, l'étage de sortie est constitué par deux transistors complémentaires (T_3, T_4) travaillant en collecteur commun. Une correction de température est effectuée par une diode D qui se trouve connectée entre les deux bases et qui est parcourue par le courant de collecteur de T_2. En parallèle à cette diode, on trouve une résistance R_5 qu'il faut ajuster de façon à obtenir, au repos, un courant de collecteur de 2 mA dans T_3, T_4. Pour qu'on puisse moduler à fond l'étage de sortie, il faut que, pendant une alternance, la tension de base de T_4 puisse devenir pratiquement égale au positif de l'alimentation. Cela est le cas, quand T_2 est saturé. Pendant alternance suivante, il faut que la tension de collecteur de T_2 égale, à peu de chose près, le négatif de l'alimentation. Pour qu'il puisse encore y avoir, dans ces conditions, un courant suffisant dans la résistance de charge R_6, on a connecté cette résistance entre C_2 et le haut-parleur. Au repos, ce condensateur se charge à la moitié de la tension d'alimentation, et sa capacité est suffisante pour qu'il garde cette charge même en présence d'une modulation. Ainsi, quand T_3 tend vers la saturation, T_2 se trouve bien, par R_6, alimenté par une tension instantanée qui est supérieure à celle de la source d'alimentation du circuit, et il peut parfaitement y avoir un courant suffisant dans R_6.

Si on veut, avec un minimum de distorsion, obtenir une tension de sortie aussi grande que possible, il faut maintenir la tension au point commun

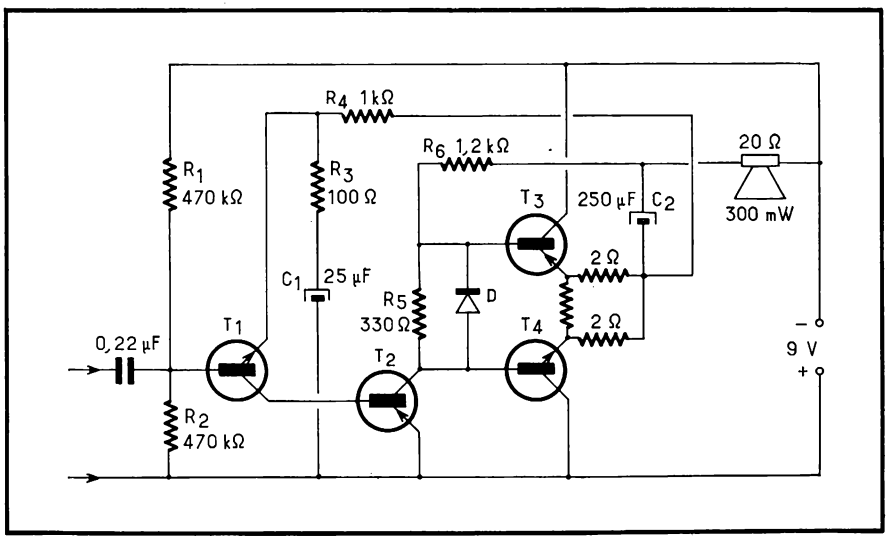


Fig. 246. — Amplificateur d'électrophone à transistors complémentaires.

d'émetteur de T_3, T_4 exactement égale à la moitié de la tension d'alimentation. Pour cela, on a prévu un réglage automatique englobant les deux premiers étages. La base de T_1 étant maintenue par un diviseur de tension R_1, R_2, à la moitié de la tension d'alimentation, on doit retrouver sensiblement la même tension sur l'émetteur de ce transistor (*n-p-n*, de préférence au silicium). Toute augmentation de la différence de potentiel entre émetteur et base de T_1 fait augmenter le courant de collecteur de T_2, et diminuer la tension émetteur-collecteur de ce dernier. Comme cette tension est pratiquement identique à celle au point commun des émetteurs de T_3, T_4, elle se retrouve, par R_4, sur l'émetteur de T_1 où elle compense la variation initiale. Par C_1, R_3, on élimine partiellement l'action de cette contre-réaction aux fréquences acoustiques. La résistance d'entrée de l'amplificateur est suffisamment élevée, pour qu'on puisse le connecter directement sur une tête de lecture d'électrophone à haute impédance.

Amplificateur de puissance sans transformateur.

Le schéma de principe de l'étage de sortie utilisé ici (fig. 247) est légèrement différent de celui (fig. 226) à propos duquel nous avions étudié le fonctionnement de l'amplificateur série-parallèle. Cette différence réside dans le fait qu'une des sources d'alimentation a été intervertie avec l'un des transistors, ce qui nécessite deux sources d'alimentation complètement séparées. Par contre, les deux signaux qui doivent attaquer l'étage en opposition de phase ont ici un point de masse commun. Il devient ainsi possible d'utiliser une chaîne de préamplification parfaitement symétrique.

L'utilisation pratique d'un tel montage se trouve compliquée du fait que deux sources d'alimentation distinctes sont nécessaires. Aucune de ces sources n'ayant un point commun avec la masse, il en faut même une troisième pour alimenter les étages de préamplification ainsi qu'on le voit dans le schéma de la figure 248.

Les transistors de puissance proprement dits se trouvent ici précédés chacun d'un étage amplificateur de courant, travaillant en liaison directe et destiné à adapter la basse impédance d'entrée des transistors de puissance à celle, relativement élevée, du préamplificateur. Ce dernier est entièrement symétrique; l'inversion de phase est obtenue, dans l'étage d'entrée, par un montage à résistance commune d'émetteur dont le principe est d'ailleurs souvent utilisé dans les amplificateurs à tubes. Le potentiomètre P_1 permet d'équilibrer les gains des deux branches; par P_2, on peut de même équilibrer les amplitudes des tensions alternatives amplifiées par les deux branches de l'amplificateur symétrique. Le potentiomètre P_3 permet, finalement, d'ajuster la polarisation de l'étage final. Le schéma de l'alimentation nécessaire pour cet amplificateur a été reproduit dans la figure 249.

La puissance de sortie de cet amplificateur est de l'ordre de 8 W. Comme aucune contre-réaction n'est prévue sur l'étage final, la distorsion dépend essentiellement du choix correct de la résistance d'attaque. Il faut donc ici effectuer ce choix avec un soin tout particulier.

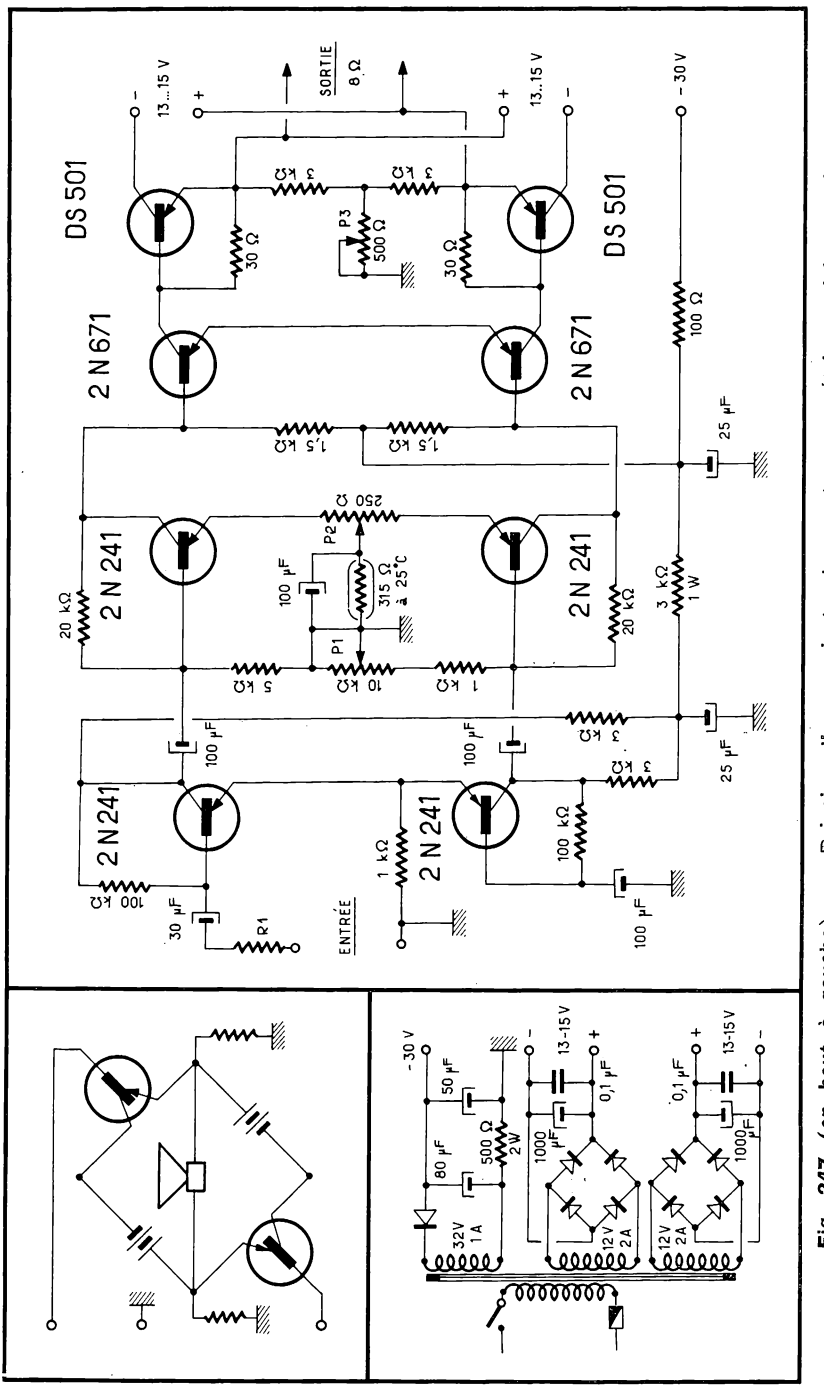


Fig. 247 (en haut à gauche). — Principe d'une variante du montage symétrique série-parallèle.
Fig. 248 (à droite). — **Amplificateur sans transformateur d'une puissance de sortie de 8 W.**
Fig. 249 (en bas à gauche). — **Trois sources distinctes d'alimentation sont nécessaires pour l'amplificateur de la figure 248.**

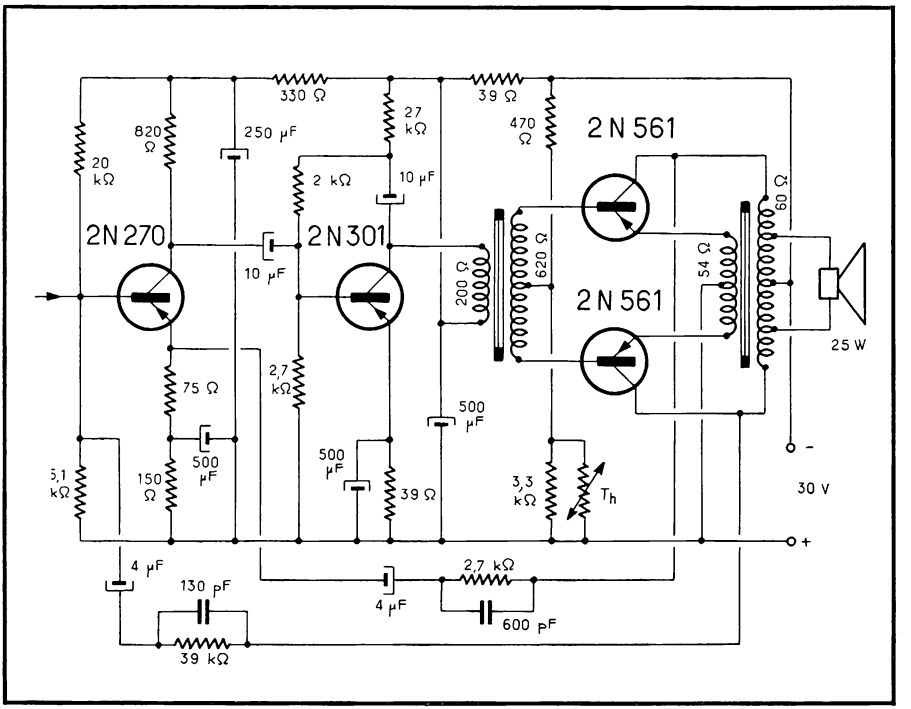


Fig. 250. — Cet amplificateur de puissance se distingue par des circuits de contre-réaction particulièrement soignés.

Amplificateur de 25 W.

Dans la figure 250, on a reproduit les trois derniers étages d'un amplificateur de haute fidélité publié dans une documentation *R.C.A.* et comportant au total 8 transistors. Un réglage de tonalité, semblable à celui de la figure 238, explique la nécessité d'un si grand nombre d'étages; mais comme ceux-ci ne montrent aucune particularité. nous nous sommes contenté de reproduire ici seulement ceux compris dans la dernière boucle de contre-réaction.

On voit que le transformateur de sortie possède un enroulement de collecteur et un d'émetteur. On évite ainsi la résistance d'émetteur habituellement nécessaire pour la stabilisation de température. De plus, on trouve, sur l'enroulement d'émetteur, presque autant de spires que sur celui du collecteur. Cela est possible ici du fait qu'on travaille avec un transformateur d'attaque; il n'y a donc pas de difficulté pour obtenir une tension de commande d'amplitude suffisante. Comme, vue du côté émetteur, la résistance de sortie de l'étage final est très faible, on obtient un excellent amortissement du haut-parleur. La contre-réaction ainsi obtenue se trouve renforcée par celle qui injecte, dans le premier des étages représentés, deux tensions prélevées sur les collecteurs de celui de sortie. Les éléments de ces deux circuits de contre-réaction sont différents du fait que l'un attaque l'émetteur, et l'autre la base du transistor préamplificateur.

QUATRIEME PARTIE

LE TRANSISTOR EN HAUTE FRÉQUENCE

Pour dire si un transistor travaille en H.F. ou s'il peut encore être considéré comme fonctionnant en B.F., il faut se placer à la fois sur les plans technologique et d'utilisation. Ainsi, tel transistor B.F. à alliage doit, déjà à 20 kHz, être considéré comme utilisé en H.F. Par contre, les procédés de calcul établis pour la B.F. peuvent encore rester valables pour un « drift » qu'on utilise dans un amplificateur M.F. travaillant à 470 kHz.

Ce qui caractérise essentiellement le mode d'utilisation « H.F. » d'un transistor, ce sont ses capacités internes, ou, plus exactement, l'influence qu'ont ces dernières, à la fréquence de travail, sur le fonctionnement. On verra que ces capacités constituent, avec les diverses résistances internes du transistor, un réseau R-C dont le calcul n'est pas précisément simple. Toutefois, comme nous avons utilisé les paramètres universels à l'étude du transistor B.F., et comme ces paramètres montrent une parenté assez étroite avec ceux du quadripôle H.F., les difficultés seront bien moindres que celles qu'aurait occasionnées une étude partant des paramètres h, *par exemple.*

De plus, la compréhension des phénomènes, l'estimation des ordres de grandeurs et les calculs seront largement facilités par l'introduction des fréquences de coupure. *On verra que l'indication de ces fréquences permet immédiatement de situer le domaine d'utilisation d'un transistor donné dans l'échelle des fréquences.*

Nous ne parlerons pas ici des transistors H.F. de puissance, encore relativement rares sur le marché. Pour en apprécier les conditions de fonctionnement, il suffit, d'ailleurs, d'appliquer les notions exposées ici à celles contenues dans la partie précédente de ce livre.

LES CARACTÉRISTIQUES H.F.

Le quadripôle équivalent au transistor H.F.

Les capacités internes dont l'influence se manifeste aux fréquences élevées sont celles que présentent les deux jonctions du transistor. Celle de la jonction base-émetteur normalement polarisé dans le sens direct, est beaucoup

plus élevée que celle de la jonction base-collecteur, fonctionnant sous courant inverse. La figure 301 montre que ces capacités n'apparaissent pas directement entre les connexions correspondantes du transistor, mais qu'il faut maintenant tenir compte d'une nouvelle résistance interne qui est la *résistance série de base* r_{bb}. Il s'agit là de la résistance que présente la connexion de base; cette dernière étant située au milieu du bloc de germanium, on conçoit qu'elle soit beaucoup moins facilement accessible que l'émetteur ou le collecteur. Ces dernières électrodes pouvant être constituées par une épaisse soudure métallique, leur résistance de connexion peut généralement être négligé en pratique.

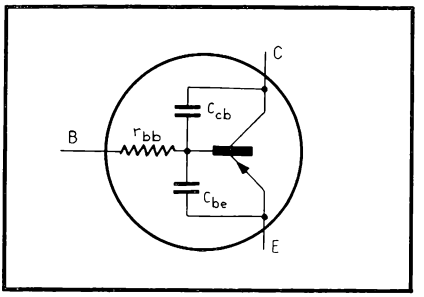


Fig. 301. — Représentation schématique des éléments internes d'un transistor utilisé en H.F.

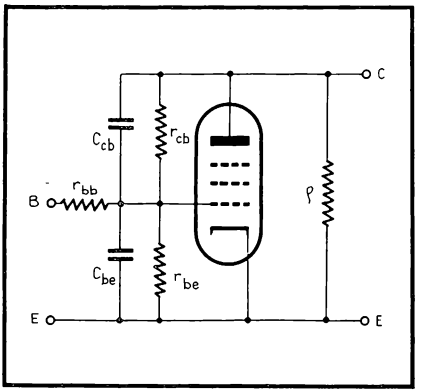


Fig. 302. — A l'aide de quelques résistances et capacités, on peut « déguiser » un tube en transistor fonctionnant en H.F.

Si on veut, comme nous l'avions fait à propos du transistor B.F. (fig. 53) « déguiser » un tube électronique en transistor H.F., on arrive au schéma de la figure 302. La résistance r_{cb} correspond ici à celle de réaction interne; elle se trouve shuntée par la capacité de la jonction correspondante. La résistance de sortie r_{ce} est, du fait que $r_{cb} \gg \rho$, pratiquement égale à la résistance de sortie en B.F. Avec une approximation encore meilleure, on peut dire que la somme des résistances r_{bb} et r_{be} est égale à la résistance d'entrée r.

Bien entendu, dans le cas d'un transistor B.F., il serait également possible de considérer la résistance d'entrée comme étant composée d'un élément r_{bb}, pratiquement indépendant du courant de collecteur, et d'un élément r_{be} (résistance de la jonction) qui diminue fortement, quand le courant de collecteur augmente. Ces deux résistances constituent ainsi un diviseur de tension à rapport variable; plus r_{be} est faible, plus la fraction de la tension d'entrée arrivant sur la grille (fig. 302), sera réduite. En admettant qu'il s'agisse là d'un tube dont la pente est proportionnelle au courant de plaque, on voit que, pour le montage entier, cette proportionnalité ne pourra plus être assurée dès que r_{be} cesse d'être grande devant r_{bb}. On comprendra ainsi pourquoi, dans les transistors de puissance travaillant avec un fort courant de collecteur, donc avec une r_{be} faible, la proportionnalité entre pente et courant de collecteur ne soit plus assurée.

Cela n'empêche que la *pente interne* (s_i), et qui serait celle que possède le tube de la figure 302, soit une grandeur parfaitement proportionnelle au courant de collecteur. De plus, on pourrait montrer que les différences qu'on observe, d'un type de transistor à l'autre, sur la pente externe, sont essentiellement dues à la dispersion sur les valeurs de r_{bb}. La pente interne d'un transistor est ainsi une grandeur qui est connue d'avance avec une grande précision; indépendamment du type elle est toujours comprise entre 35 et 39,5 mA/V à $I_C = 1$ mA, la moyenne statistique étant située vers 38 mA/V.

C'est cette valeur que nous avons portée dans le quadripôle de la figure 303 qui comporte, pour les autres paramètres, des ordres de grandeur tels qu'on les observe sur un transistor H.F. *p-n-p* à alliage de fabrication récente, sous un courant de collecteur de 1 mA et une tension d'alimentation de 6 V. Ces dernières précisions sont nécessaires parce que, comme nous le verrons plus loin en détail, les paramètres H.F. d'un transistor varient, comme ceux d'un transistor B.F., avec les conditions de fonctionnement. Mais nous pouvons déjà anticiper en disant que c'est généralement aux courants

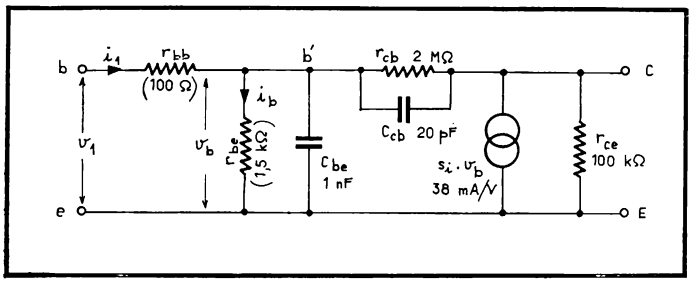


Fig. 303. — Proposé par Giacoletto, ce quadripôle dit naturel contient des éléments indépendants de la fréquence de travail.

de collecteur voisins de 1 mA qu'on trouve les meilleures conditions de fonctionnement.

Mais est-ce que le transistor décrit par les paramètres mentionnés dans la figure 303 est un « M.F. »? Est-ce qu'il peut aussi être utilisée pour l'amplification H.F. en petites ondes? Ou est-ce qu'il fonctionne même encore en O.C.? Cela est, évidemment, très difficile à prédire, quand on voit simplement quelques valeurs de résistances et de capacités dans un schéma relativement complexe, comme celui de la figure 303. On conçoit donc qu'il sera très commode d'introduire de paramètres auxiliaires ayant des dimensions de fréquences.

Les fréquences de coupure.

Pour « situer » un transistor H.F., les grandeurs les plus commodes sont les fréquences de coupure du gain en courant et de la pente, c'est-à-dire les fréquences auxquelles ces deux grandeurs tombent à $1/\sqrt{2}$ de la valeur qu'elles possèdent en B.F.

Comme elles sont toutes deux mesurées à sortie fermée, on peut négliger l'influence des paramètres c_{cb} et r_{cb}, et établir, pour la fréquence de coupure du gain en courant, le schéma équivalent de la figure 304. Comme seul le courant i_b dans la résistance r_{be} contribue au phénomène d'amplification, on doit avoir, à la fréquence de coupure considérée :

$$\frac{i_1}{i_b} = \sqrt{2.}$$

On appellera f_b la fréquence de coupure du gain en courant, et ω_b la pulsation correspondante; et on notera que r_{bb} n'intervient pas, du fait que la résistance interne du générateur de courant i_1 est infinie. Ecrivant que les tensions aux bornes de c_{be} et de r_{be} sont égales, on trouve :

$$\left(i_1 - i_b \right) \left(\frac{-j}{\omega_b \, c_{be}} \right) = i_b \, r_{be},$$

soit :

$$\frac{i_1}{i_b} = \sqrt{2} = j \, c_{be} \, \omega_b \, r_{be} + 1,$$

et, en valeurs absolues :

$$\omega_b = \frac{1}{c_{be} \, r_{be}}; \qquad f_b = \frac{1}{2 \, \pi \, c_{be} \, r_{be}}. \tag{301}$$

On admet que la pente interne est indépendante de la fréquence; le courant de collecteur sera ainsi proportionnel à la tension v_b (fig. 305). Pour cette tension on peut écrire, quand on mesure la pente en B.F. :

$$v_{bo} = v_1 \frac{r_{be}}{r_{bb} + r_{be}}.$$

Ensuite, quand on mesure la pente à une fréquence f_s ou avec une pulsation $\omega_s = 2 \, \pi \, f_s$, la mise en parallèle de r_{be} avec c_{be} constitue une impédance z_{be}; et on pourra écrire :

$$v_b = v_1 \frac{z_{be}}{r_{bb} + z_{be}}.$$

A la fréquence de coupure de la pente, on doit avoir :

$$\frac{v_{bo}}{v_b} = \sqrt{2} = \frac{r_{bb} + z_{be}}{z_{be}} \times \frac{r_{bb} + r_{be}}{r_{be}},$$

et avec :

$$z_{be} = \frac{j \, r_{be}}{j - r_{be} \, c_{be} \, \omega_s} \tag{304}$$

il vient :

$$\frac{v_{bo}}{v_b} = 1 + \frac{j\, r_{be}\, C_{be}\, \omega_s\, r_{bb}}{r_{bb} + r_{be}}.$$

En prenant les valeurs absolues, on trouve finalement :

$$\omega_s = \frac{r_{bb} + r_{be}}{r_{be}\, C_{be}\, r_{bb}}.$$

En utilisant l'expression (301) et en remarquant que :

$$r_{bb} + r_{be} = r, \tag{302}$$

on peut encore écrire :

$$\omega_s = \omega_b \frac{r}{r_{bb}} \quad \text{ou} \quad f_s = f_b \frac{r}{r_{bb}}. \tag{303}$$

On voit qu'on doit toujours avoir $f_s > f_b$, puisqu'il faut nécessairement que $r > r_{bb}$.

Avec les valeurs indiquées dans le quadripôle de la figure 303, on trouve $f_b = 106$ kHz et $f_s = 1{,}7$ MHz. En anticipant quelque peu sur les résultats

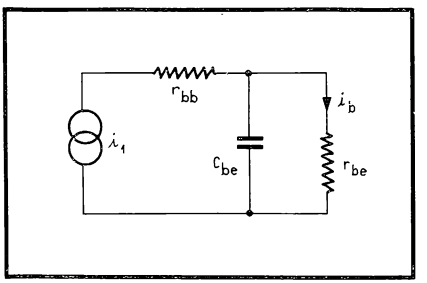


Fig. 304. — Schéma équivalent pour déterminer la fréquence de coupure de l'amplification de courant.

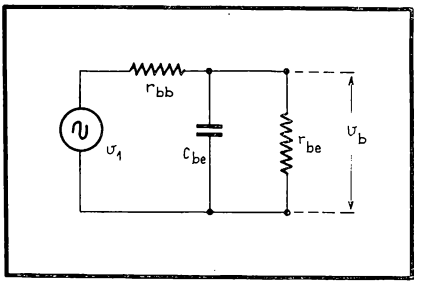


Fig. 305. — Schéma équivalent pour déterminer la fréquence de coupure de la pente.

ultérieurs, nous tenons à préciser déjà ici la *signification pratique* de ces fréquences de coupure. En première approximation, on peut ainsi considérer que, *en dessous de la fréquence de coupure du gain en courant,* le transistor peut être traité comme s'il travaillait en B.F. Puis, entre les deux fréquences de coupure, le transistor fonctionnera encore avec un bon rendement, mais il faut alors tenir compte de ses capacités internes. Finalement, *au-delà de la fréquence de coupure de la pente,* l'utilisation du transistor ne doit plus être considérée comme étant « commerciale ». Bien qu'il soit encore capable d'osciller à des fréquences plusieurs fois plus grandes que f_s, son gain deviendra assez réduit; et il faut un nombre exagéré d'étages pour aboutir à un résultat donné.

Le transistor cité en exemple sera donc parfaitement utilisable en M.F. (470 kHz); il travaillera encore avec un rendement acceptable sur la gamme

P.O. (jusqu'à 1,6 MHz). De plus, il n'est pas impossible de le faire osciller sur la bande O.C. des 50 mètres, mais son rendement en amplificateur H.F. ou convertisseur sera alors assez mauvais.

C'est surtout aux fréquences basses que l'échelle ainsi établie est incertaine; et cela surtout, si le transistor travaille avec une impédance de charge relativement forte. Dans ce cas, l'influence de la réaction interne est, comme on le sait, relativement grande; et c'est là qu'intervient la *fréquence de coupure* de cette *réaction interne :*

$$f_t = \frac{1}{2\,\pi\, r_{cb}\, c_{cb}}\,.$$

Avec les valeurs de l'exemple, on trouve que cette fréquence est seulement de 4 kHz. Pour des fréquences supérieures, il faut donc tenir compte de la capa-

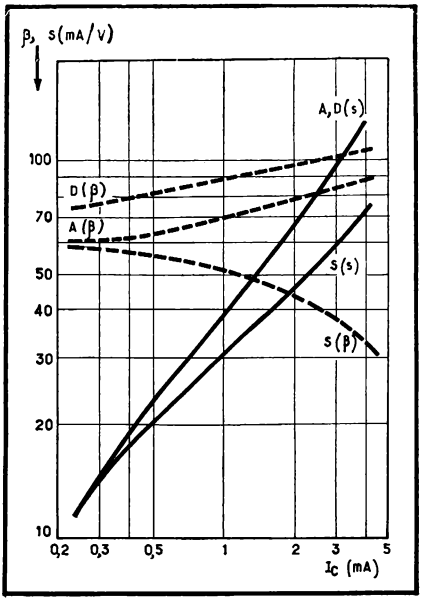


Fig. 306. — Les caractéristiques B.F. pente (s) et gain en courant (β) sont ici comparées pour un transistor à alliage (A), un « drift » (D) et un surface-barrier (S).

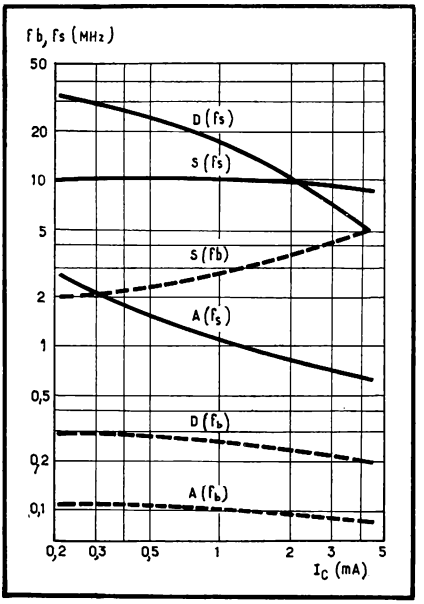


Fig. 307. — Les fréquences de coupure f_s et f_b en fonction du courant de collecteur, pour les trois échantillons précédents.

cité interne base-collecteur. On voit que cela sera, en principe, toujours nécessaire en B.F.; et c'est pour cette raison que les fabricants indiquent généralement la capacité c_{cb} de leurs transistors B.F. Toutefois, les résistances de charge relativement faibles qu'on utilise généralement en B.F. font que cette capacité n'acquiert que rarement une signification réelle.

Par contre, à partir d'une fréquence approximativement égale à 10 f_t, on peut, en pratique, négliger l'action de r_{cb} devant celle de c_{cb}. On a alors affaire à ce qui, dans le cas du tube, est connu sous le nom d'effet MILLER; cet aspect de la réaction interne sera étudié plus en détail dans un paragraphe ultérieur.

Variation des paramètres.

Comme dans le cas des transistors B.F., les variations que subissent les caractéristiques des triodes H.F. sont surtout importantes en ce qui concerne le courant de collecteur. En plus de cette influence des conditions de fonctionnement, il existe, dans le cas du transistor H.F., des différences relativement importantes entre les divers types technologiques.

Nous analyserons ici simultanément ces deux aspects, en utilisant, comme exemples, un transistor à alliage, un « drift » et un « surface-barrier ». Pour ce dernier, il s'agit d'un échantillon présentant une résistance série de base relativement élevée. Cette particularité ne constitue, d'ailleurs, nullement une propriété générale de ce type de transistors; c'est uniquement pour varier quelque peu nos exemples que nous avons utilisé ici un échantillon présentant des caractéristiques qui ne sont peut-être pas très courantes.

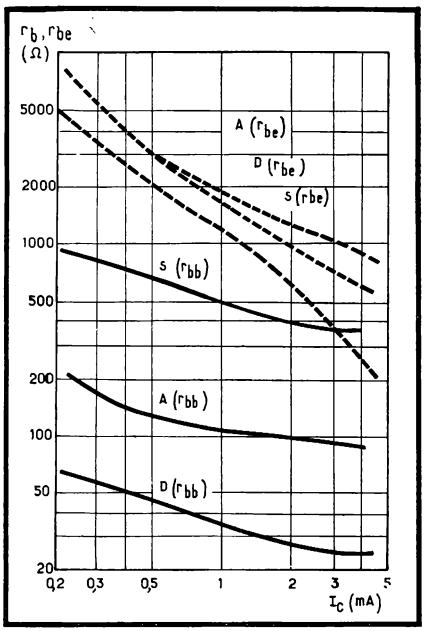


Fig 308. — Les résistances internes r_{bb} et r_{be} en fonction du courant de collecteur.

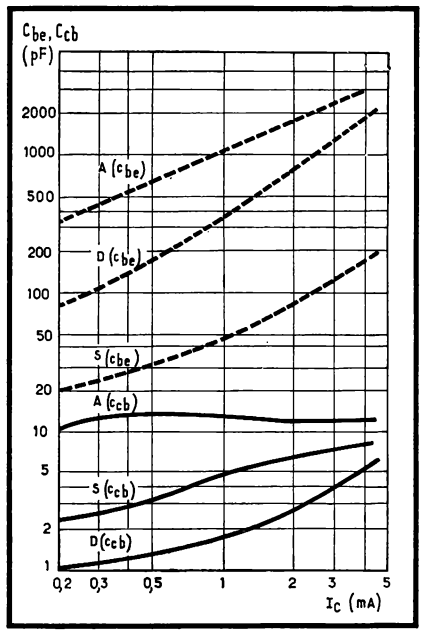


Fig. 309. — Les capacités internes c_{cb} et c_{be} en fonction du courant de collecteur.

Pour bien situer ces exemples, nous commencerons par deux caractéristiques B.F. qui sont la pente et le gain en courant (fig. 306). La première suit, pour les transistors à alliage (A) et « drift » (D) assez bien la proportionalité avec le courant de collecteur. Cela n'est pas le cas pour l'échantillon S (surface-barrier), ce qui nous montre déjà que celui-ci doit avoir une résistance série de base relativement élevée. En ce qui concerne le gain en courant, les variations relatives sont plus réduites dans les trois cas; pour les

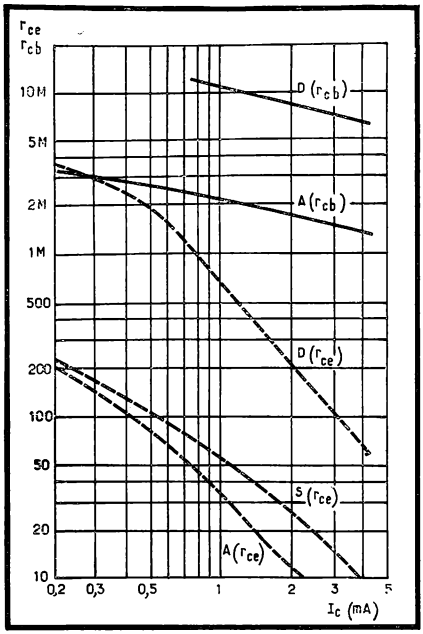


Fig. 310. — Les résistances de sortie (r_{ce}) et de réaction interne (r_{cb}) en fonction du courant de collecteur.

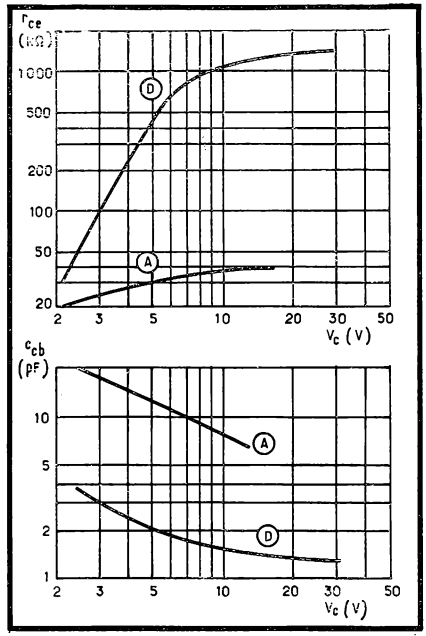


Fig. 311 (en haut). — La résistance de sortie r_{ce} en fonction de la tension de collecteur, le courant de collecteur étant de 1 mA.
Fig. 312 (en bas). — La capacité interne de réaction diminue, quand la tension de collecteur augmente.

échantillons A et D, on pourrait montrer que ce paramètre atteint un maximum pour $I_C = 5$ mA environ, pour décroître ensuite.

En ce qui concerne les *fréquences de coupure* de la pente et du gain en courant (fig. 307), on constate, du moins pour les échantillons A et D, que les variations en fonction du courant de collecteur sont surtout sensibles dans le premier cas. La pente et sa fréquence de coupure varient donc assez fortement avec le courant de collecteur; par contre, le gain et sa fréquence de coupure sont des paramètres relativement constants.

Dans la figure 308, les résistances r_{bb} et r_{be} ont été comparées pour les trois échantillons. Les différences entre les ordres de grandeur sont surtout importantes dans le cas du « drift »; dans celui de l'échantillon S, par contre, il arrive que la résistance série de base devient plus grande que r_{be}. Contrairement à ce qu'une théorie simplifiée laisserait prévoir, r_{bb} n'est pas parfaitement constante, mais diminue quelque peu avec le courant de collectur. Ces variations relatives sont les plus réduites pour le transistor à alliage; on trouve même des échantillons de ce type pour lesquelles ces variations sont parfaitement négligeables.

Les deux capacités internes du transistor sont comparées dans la figure 309. On voit qu'elles augmentent pratiquement toujours avec le courant de collecteur. Si on doit amplifier des signaux de faible amplitude, on a donc

tout avantage à faire travailler un transistor H.F. avec une valeur relativement faible de I_C. L'échantillon D excelle par une capacité collecteur-base particulièrement réduite; on conçoit que la mise à la masse du boîtier du transistor puisse avoir une importance relativement grande ici.

Les grandeurs indiquées dans la figure 310 sont encore mesurées en B.F.; il s'agit, en effet, des résistances de sortie (r_{ce}) et interne de réaction (r_{ce}). On voit que cette dernière est suffisamment élevée pour qu'on puisse ne pas en tenir compte dans la pratique. Cette remarque serait encore valable pour l'échantillon S, pour lequel cette grandeur n'a pas été mesurée. A remarquer la résistance de sortie particulièrement élevée du « drift »; cette grandeur varie, néanmoins, dans des proportions assez fortes.

En fonction de la *tension de collecteur,* on ne constate des variations ayant une signification pratique que pour les paramètres r_{ce} (fig. 311) et c_{cb} (fig. 312). Ces graphiques sont valables pour un courant de collecteur de 1 mA, tandis que les précédents l'étaient pour une tension continue de collecteur de 6 V.

Les variations des paramètres en fonction de la température sont encore relativement faibles ici; on peut donc, en pratique, se contenter d'une compensation de température maintenant constante l'intensité continue de collecteur.

La mesure des paramètres.

Le quadripôle de la figure 303 ne peut décrire le transistor H.F. d'une façon parfaitement complète. Pour bien faire, il faudrait, en effet, tenir compte

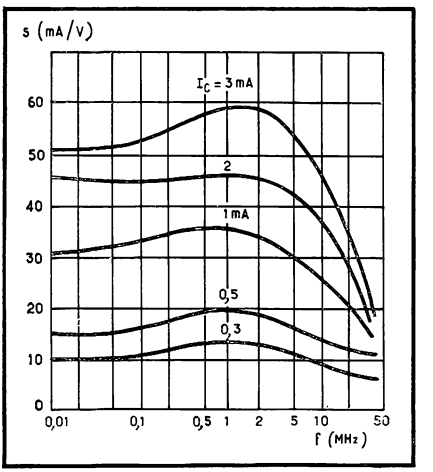


Fig. 313. — La pente de certains transistors montre un maximum pour une fréquence donnée.

des résistances et self-inductions des connexions, d'une capacité répartie de r_{bb}, etc. Mais, dans ces conditions, on arriverait à une représentation équivalente tellement complexe qu'elle serait inutilisable en pratique. On préfère donc de se contenter des paramètres de la figure 303 et d'admettre que ceux-ci varient légèrement avec la fréquence. Pour réduire l'importance pratique de ces variations, il suffit alors de mesurer les paramètres dans un

domaine de fréquences qui correspond à celui où le transistor sera normalement utilisé.

Il n'est, évidemment, pas toujours possible de connaître ce domaine avant d'avoir mesuré le transistor. Mais il existe une solution très facile à ce dilemme, solution qui consiste tout simplement à rechercher les fréquences de coupure de la pente et du gain en courant, car ces fréquences encadrent précisément le domaine d'utilisation H.F. d'un transistor.

Un exemple montrant les variations de paramètres en fonction de la fréquence est donné dans la figure 313. On voit ici que la pente croît d'abord

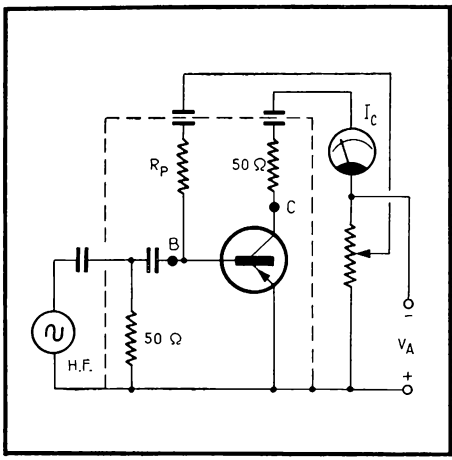


Fig. 314. — Mesure de la fréquence de coupure de la pente.

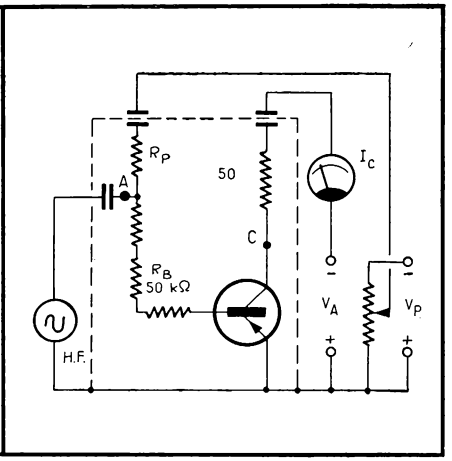


Fig. 315. — Mesure de la fréquence de coupure du gain en courant.

avec la fréquence, pour diminuer, au-delà du maximum, d'une manière beaucoup plus brusque. Ce phénomène peut être expliqué par une capacité shuntant r_{bb}. Il est, toutefois, assez rare en pratique, et pratiquement restreint aux transistors à barrière de surface ou M.A.D.T.

Un montage permettant la mesure de la fréquence de coupure de la pente a été reproduit dans la figure 314. Comme les générateurs H.F. ayant une résistance de sortie suffisamment faible sont rares en pratique, on a connecté ici une résistance de 50 Ω à l'entrée du transistor examiné, afin que ce dernier travaille effectivement en commande par tension. Pour qu'on puisse le considérer, de plus, comme travaillant à sortie fermée, on a prévu une résistance de charge très faible (50 Ω). En mesurant les tensions aux points B et C, on peut, connaissant la pente en B.F., chercher la fréquence à laquelle cette pente devient $1/\sqrt{2}$ fois faible. Bien entendu, on doit travailler avec des signaux d'amplitude suffisamment faible pour que le transistor ne soit pas surmodulé; de plus, il faut prévoir des moyens de blindage et de découplage d'autant plus sévères que la fréquence de travail est plus élevée.

Pour mesurer la fréquence de coupure de l'amplification de courant, on peut se servir du schéma de la figure 315. Ici, une résistance R_B a été prévue afin que le transistor essayé travaille effectivement en commande par cou-

rant. Afin de réduire la capacité répartie de cette résistance, on peut la réaliser sous forme de plusieurs résistances plus faibles, mises en série. Connaissant R_B, on peut déterminer le courant H.F. de base en mesurant la tension en A; de même, une mesure en C permet d'obtenir le courant de collecteur, si on connaît la résistance de charge. Connaissant s, f_s, β, et f_b, on peut calculer r_{bb}, r_{be} et c_{be} par les relations (301) à (303).

En ce qui concerne les paramètres r_{ce} et r_{cb}, il est nécessaire de les mesurer en B.F. En effet, le court-circuit à l'entrée qui est nécessaire pour la mesure de r_{ce} n'est pas réalisable en H.F., car il reste toujours la résistance r_{bb} dans la connexion de base. Même à entrée (extérieurement) fermée, le transistor montre ainsi une réaction qui fausserait la mesure. Cette réaction interne sera étudiée ultérieurement plus en détail.

Il reste la capacité collecteur-base, pour laquelle la figure 316 montre un montage de mesure. On applique une tension H.F. connue sur le collecteur; et on mesure la fraction de cette tension qui apparaît sur la base. Connaissant c_{be} d'après les mesures précédentes, on peut alors calculer :

$$c_{cb} = \frac{c_{be}\, v_b}{v_c - v_b} \cong c_{be}\, \frac{v_b}{v_c}$$

Bien entendu, une telle mesure n'est valable que lorsqu'elle est effectuée à une

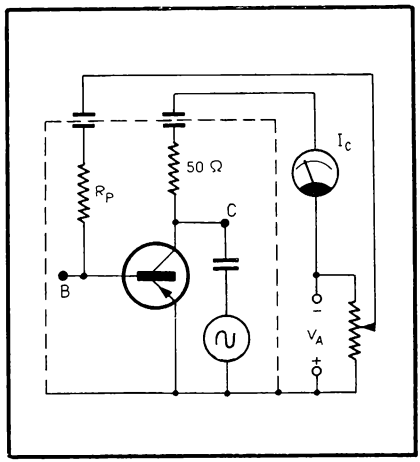


Fig. 316. — Mesure de la capacité interne de réaction.

fréquence pour laquelle la réactance de c_{be} est faible devant r_{be}, soit une fréquence environ cinq fois plus élevée que celle de la coupure du gain en courant.

Calcul des caractéristiques de fonctionnement.

A cause de la réaction interne, un calcul détaillé des conditions de fonctionnement d'un étage d'amplification H.F. est, comme nous le verrons plus loin, assez difficile. En première approximation, nous nous contenterons donc ici du cas particulier où cette réaction interne n'intervient pas, c'est-à-dire du

fonctionnement avec résistance de charge faible. Ce cas est donné par l'amplificateur à large bande du type vidéo, ayant une résistance pure comme charge, et aussi par l'amplificateur H.F. à large bande, où l'impédance à la résonance du circuit oscillant de collecteur est faible. De plus, on pourrait également y ajouter le cas de l'étage *neutrodyné* dans lequel la capacité interne collecteur-base a été compensé par des éléments extérieurs. Cependant, on verra plus loin qu'un véritable neutrodynage est très difficile à obtenir en pratique; ce n'est donc qu'exceptionnellement que les calculs exposés ici pourront s'appliquer à un amplificateur H.F. à bande étroite.

Puisque la condition de fonctionnement envisagée ici correspond à celle de la sortie fermée, les seules grandeurs intéressantes sont la pente apparente, la résistance et la capacité d'entrée du transistor; ces valeurs sont, évidemment, à calculer pour la fréquence de fonctionnement f.

D'après les considérations précédentes, on conçoit facilement que les pentes apparente H.F. : s_h, et externe B.F. : s, doivent former un rapport :

$$\frac{s_h}{s} = \frac{r_{bb} + r_{be}}{r_{be}} \times \frac{z_{be}}{r_{bb} + z_{be}}.$$

En remplaçant z_{be} par sa valeur (304) et en utilisant l'expression (302) on trouve :

$$\frac{s_h}{s} = \frac{1}{1 + j\,\omega\, r_{be}\, c_{be}\, r_{bb}/r};$$

et on déduit, par l'expression (303) :

$$s_h = \frac{\beta}{1 + j\,\dfrac{f}{f_s}}. \qquad (305\ a)$$

On peut concevoir l'impédance d'entrée d'un transistor soit comme une mise en parallèle d'une résistance et d'une capacité, soit comme une mise en série de deux de tels éléments, de valeur évidemment différente. Ces deux représentations équivalentes sont indiquées dans la figure 317. Celle montrée en *a* est à utiliser chaque fois qu'on cherche à adapter l'entrée du transistor à un circuit oscillant; c'est donc de loin la représentation la plus fréquemment utilisée en pratique.

Pour calculer cette impédance d'entrée, on a avantage à utiliser les admittances, en écrivant :

$$\frac{1}{r_{bb}} = g_{bb}, \qquad \frac{1}{r_{be}} = g_{be}$$

et

$$y = g_h + j\,b = \frac{g_{bb}\,(g_{be} + j\,\omega\, c_{be})}{g_{bb} + g_{be} + j\,\omega\, c_{be}},$$

le terme ω désignant la pulsation de travail. En séparant réelles et imaginaires, on trouve :

$$g_h = \frac{g_{bb}\,[\omega^2 c_{be}^2 + g_{be}(g_{bb} + g_{be})]}{\omega^2 c_{be}^2 + (g_{bb} + g_{be})^2}, \qquad b = \frac{\omega\, g_{bb}^2\, c_{be}}{\omega^2 c_{be}^2 + (g_{bb} + g_{be})^2},$$

ou, en revenant aux résistances :

$$r_h = \frac{\omega^2 c_{be}^2 r_{bb}^2 r_{be}^2 + r^2}{\omega^2 r_{be}^2 c_{be}^2 r_{bb} + r}, \qquad c = \frac{c_{be}\, r_{be}^2}{\omega^2 r_{bb}^2 r_{be}^2 c_{be}^2 + r^2}.$$

Ces expressions se simplifient largement lorsqu'on introduit les fréquences de

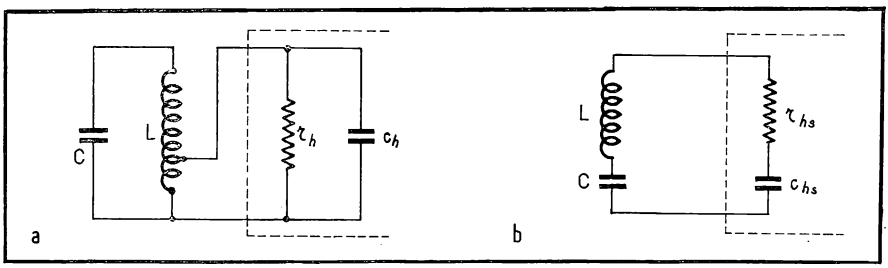


Fig. 317. — Représentations parallèle (a) et série (b) de l'impédance d'entrée d'un transistor.

coupure; on trouve alors, pour la résistance d'entrée r_h et la capacité d'entrée c à la fréquence f :

$$r_h = r\,\frac{1 + (f^2/f_s^2)}{1 + (f^2/f_s\, f_b)}, \qquad c = c_{be}\,\frac{f_s^2\, r_{be}^2}{r^2 (f^2 + f_s^2)}. \quad (306) \quad (307)$$

Dans le cas particulier $f = f_b$, on obtient :

$$r_h = \frac{r^2 + r_{bb}^2}{r + r_{bb}} \cong r, \qquad c = \frac{r_{be}^2\, c_{be}}{r^2 + r_{bb}^2}$$

et, pour $f = f_s$:

$$r_h = \frac{2\, r\, r_{bb}}{r_{bb} + r} \cong 2\, r_{bb'}, \qquad c = \frac{c_{be}\, r_{be}^2}{2r^2} \cong \frac{c_{be}}{2}.$$

Finalement, lorsque $f \to \infty$, $r_h \to r_{bb}$ et $c \to 0$.

Pour le calcul du *gain en puissance*, on peut remarquer que la puissance

d'entrée est :

$$P_b = \frac{v_b^2}{r_b}.$$

D'autre part, le courant de sortie est donné par :

$$i_c = s_h \, v_b;$$

et, à condition qu'on utilise une résistance de charge R_c suffisamment faible pour qu'on puisse négliger l'effet de la réaction interne, on trouve pour la puissance de sortie P_c, et pour le gain en puissance G :

$$P_c = v_b^2 \, s_h^2, \qquad G = \frac{P_c}{P_b} = s_h^2 \, R_c \, r_b,$$

soit, en introduisant encore les fréquences de coupure :

$$G = \frac{r \, R_c \, s^2}{1 + (f^2/f_b \, f_s)}. \tag{307 a}$$

Comme on admet que la résistance de charge est très faible, la résistance de sortie n'intervient pas dans cette expression.

On peut également effectuer le calcul en partant du gain de courant H.F. dont l'expression :

$$\beta_h = \frac{\beta}{1 + j(f/f_b)} \tag{307b}$$

peut être trouvée en procédant comme pour (305*a*).

La réaction interne.

La réaction interne, qui se manifeste dans un transistor H.F. déjà à entrée fermée, fait que la résistance de sortie est plus faible que la grandeur ϱ (mise en parallèle de r_{ce} avec r_{cb}), et que la capacité de sortie est plus grande que c_{cb}. Le schéma équivalent de la figure 318 montre, comment le transistor H.F. fonctionne à entrée fermée. Pour simplifier le calcul, nous avons admis que la résistance de sortie ϱ se trouve à l'extérieur du quadipôle; l'impédance de sortie ζ que nous calculerons comme apparaissant entre les bornes E et C se trouve donc, en réalité, shuntée par ϱ.

En appelant z l'impédance résultant de la mise en parallèle des éléments r_{bb}, r_{be} et c_{be}, et z_{cb} celle que présente la capacité c_{cb}, à la fréquence de travail f, on peut écrire, avec les indications portées en figure 318 :

$$v_b = i_f\, z, \qquad v_c = i_f\,(z_{cb} + z), \qquad s_i\, v_b = i_f + i_c.$$

A l'aide de ces trois équations, on trouve, pour l'impédance entre E et C, en tenant compte de l'opposition de phase entre v_b et v_c,

$$\zeta = \frac{v_c}{i_c} = \frac{z_{cb} + z}{s_i\, z + 1}.$$

Dans pratiquement tous les cas, on peut admettre que $z_{cb} \gg z$, soit :

$$\frac{1}{\zeta} = \frac{s_i\, z + 1}{z_{be}}.$$

En remarquant que :

$$z_{be} = \frac{1}{j\, c_{cb}\, \omega}, \qquad z = \frac{j\, r_{bb}\, r_{be}}{j\, r - r\, f/f_s}, \qquad s_i\, z = \frac{j\, s\, r_{bb}}{j - f/f_s},$$

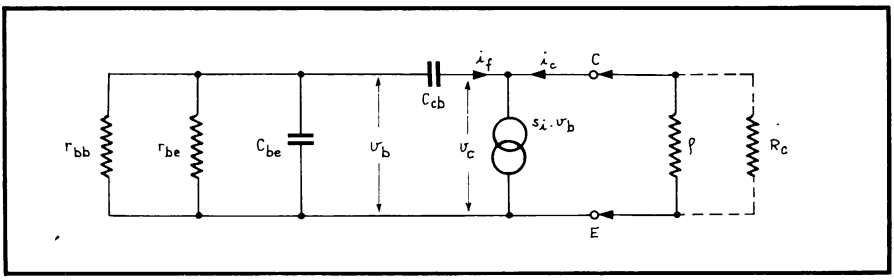


Fig. 318. — Par ce quadripôle, on étudie l'influence que possède, à entrée fermée, la réaction interne sur l'impédance de sortie.

il vient :

$$\frac{1}{\zeta} = j\, c_{cb}\, \omega \left(\frac{j\, s\, r_{bb}}{j - f/f_s} + 1 \right). \tag{308}$$

Après séparation des parties réelles et imaginaires, cette relation permet d'exprimer la résistance de sortie apparente d'un transistor en H.F.

$$\rho_h = \frac{1}{c_{cb}\, \omega\, s\, r_{bb}} \left(\frac{f_s}{f} + \frac{f}{f_s} \right). \tag{309}$$

C'est là la résistance qu'on trouve, en parallèle à ϱ, quand on mesure l'impédance de sortie d'un transistor en H.F. En B.F. bien plus grande que ϱ, cette grandeur tend vers

$$\varrho_{hm} \rightarrow \frac{1}{c_{cb}\ \omega_s\ s\ r_{bb}} \tag{310}$$

pour des fréquences supérieures à celles de la coupure de pente, et devient alors généralement beaucoup plus faible que ϱ.

L'expression (308) permet également de définir la capacité de sortie à entrée fermée,

$$\gamma = c_{cb}\left(\frac{s\ r_{bb}}{1 + (f/f_s)^2} + 1\right). \tag{311}$$

Cette capacité est d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée; elle existe donc déjà en B.F. où sa valeur est, à la limite :

$$\gamma_M \rightarrow c_{cb}\ (s\ r_{bb} + 1); \tag{312}$$

au-delà de la fréquence de coupure de la pente, elle tend, par contre, vers :

$$\gamma_m \rightarrow c_{cb}. \tag{313}$$

Ces relations sont illustrées par la courbe de la figure 319, relevée sur un transistor à alliage et donnant la résistance de sortie globale (ϱ_h en paral-

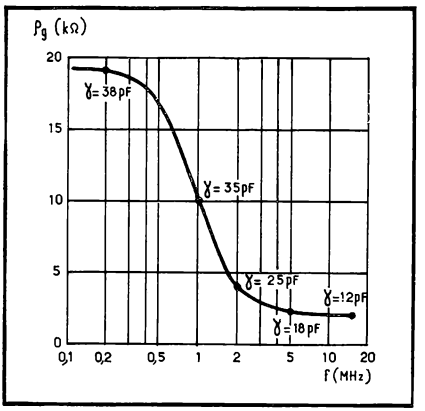


Fig. 319. — Résistance et capacité de sortie d'un transistor en fonction de la fréquence, l'entrée étant fermée.

lèle à ϱ) en fonction de la fréquence. Les capacités correspondant aux divers points de mesure sont indiquées sur cette courbe.

Ces expressions sont valables non seulement quand l'entrée est court-circuitée, mais aussi, quand le transistor est unilatéralisé, c'est-à-dire quand on a opéré une compensation (du type neutrodynage) telle que la tension d'entrée reste nulle, quand on applique un signal à la sortie. Si, en absence d'unilatéralisation, l'impédance d'attaque est purement ohmique, ces expressions deviennent utilisables à condition qu'on augmente r_{bb} de la valeur de

cette résistance d'attaque, qu'on modifie f_s en conséquence, et qu'on tienne compte de la modification de la pente. A propos de l'expression (326), cette transformation sera traitée plus en détail.

On a vu que la réaction interne modifie l'impédance de sortie même lorsque l'entrée est fermée; par contre, il est évident qu'elle ne modifie nullement l'impédance d'entrée à sortie fermée, car le gain en tension est alors nul.

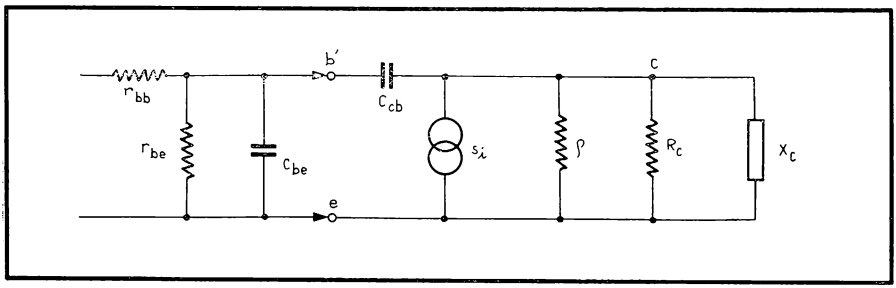


Fig. 320. — En l'absence d'unilatéralisation, l'impédance d'entrée du transistor dépend de la nature de l'impédance de charge.

Il nous reste donc à étudier les variations que subit, en fonction de la fréquence, l'impédence d'entrée dans le cas où la charge est constituée par une impédance quelconque Z_c.

Cette impédance peut être considérée comme la mise en parallèle d'une composante ohmique avec une composante réactive, telle que :

$$\frac{1}{Z_c} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{j\,X_c}$$

Pour simplifier les calculs, nous considérerons tout d'abord l'impédance que ramène cette charge, à cause de c_{cb}, entre les bornes b' et e de la représentation équivalente reproduite dans la figure 320. Dans ces conditions, le gain complexe en tension entre les points b' et c est :

$$A = A_r + A_j = \frac{s_i\,\rho}{1 + \rho/Z_c}$$

$$= s_i\,\rho\,\frac{(1 + \rho/R_c) + j\,\rho/X_c}{(1 + \rho/R_c)^2 + (\rho/X_c)^2}\,.$$

On en déduit :

$$A_r = s_i\,\rho\,\frac{1 + \rho/R_c}{(1 + \rho/R_c)^2 + (\rho/X_c)^2}\,,$$

$$A_j = s_i\,\rho\,\frac{\rho/X_c}{(1 + \rho/R_c)^2 + (\rho/X_c)^2}\,.$$

Par les expressions régissant l'effet MILLER, et que nous ne démontrons

pas ici, on peut maintenant calculer l'impédance fictive qui apparaît entre les points b' et c par :

$$\frac{1}{z_b} = j\,\omega\,c_{cb}\,(1 + A_r) - \omega\,c_{cb}\,A_j.$$

On trouve ainsi, pour la capacité s'ajoutant à c_{be},

$$c_{bh} = c_{cb}\,(1 + A_r) = c_{cb}\left(1 + \frac{s_1\,\rho + (1\ \rho/R_c)}{(1 + \rho/R_c)^2 + (\rho/X_c)^2}\right), \quad (314)$$

et pour la résistance apparaissant en parallèle avec r_{be},

$$r_{bh} = \frac{-1}{\omega\,c_{cb}\,A_j} = \frac{-1}{s_1\,\rho\,c_{cb}\,\omega}\left(\frac{(1 + \rho/R_c)^2}{\rho/X_c} + \frac{\rho}{X_c}\right). \quad (315)$$

Cette dernière expression est positive, si l'impédance de charge est capacitive, et négative, si l'effet de self-induction y domine. Si le transistor se trouve commandé par un circuit oscillant, on observera un amortissement de ce circuit dans le premier cas. Dans le second cas, la réaction interne provoque une asymétrie de la courbe de réponse lorsqu'elle est faible, et des oscillations spontanées lorsqu'elle est forte. Comme r_{bh} intervient en parallèle, son influence est d'autant plus réduite qu'elle est plus grande. Pour supprimer une tendance à l'oscillation spontanée, on peut donc, si on ne veut pas neutrodyner, prendre R_c assez faible, c'est-à-dire choisir un rapport L/C réduit pour le circuit oscillant de collecteur, ou encore procéder à une transformation de l'impédance de ce dernier (enroulement auxiliaire ou prise). Dans un tel cas, on aura $\rho \gg R_c$, et les expressions (314) et (315) se simplifient à :

$$c_{bh} = c_{cb}\left(1 + \frac{s_1\,R_c\,X_c^2}{R_c^2 + X_c^2}\right),$$

$$r_{bh} = \frac{-1}{s_1\,\omega\,c_{cb}}\left(\frac{1}{X_c} + \frac{X_c}{R_c^2}\right).$$

Toutefois, puisqu'on n'a pas tenu compte de la résistance interne de réaction, les quatre expressions précédentes ne sont valables que quand $1/c_{cb}\,\omega \ll r_{eb}$, c'est-à-dire au-delà de la fréquence de coupure de la réaction interne. Aux fréquences plus basses, il faudrait donc remplacer, dans ces expressions, c_{cb} par la valeur complexe résultant de la mise en parallèle avec r_{eb}.

Quand la charge est purement ohmique, on trouve $r_{bh} = \infty$, et, en admettant $\rho \gg R_c$,

$$c_{bh} = c_{cb}\,(1 + s_1\,R_c) = c_{cb}\left(1 + \frac{\beta\,R_c}{r_{be}}\right).$$

En ajoutant à c_{be} la valeur ainsi déterminée, on peut définir la fréquence de coupure du gain en courant (301) en présence de réaction interne,

$$f_{bf} = \frac{f_b}{1 + (c_{cb}/c_{be}) + \beta\, R_c\, c_{cb}\, \omega_b} \qquad (315\,a)$$

$$\cong \frac{f_b}{1 + \beta\, R_c\, c_{cb}\, \omega_b};$$

de même, on trouve :

$$f_{sf} \cong \frac{f_s}{1 + \beta\, R_c\, c_{cb}\, \omega_b}. \qquad (315\,b)$$

En remplaçant par ces expressions les fréquences de coupure contenues dans (307 *a*), on peut calculer le gain en puissance en présence de réaction interne.

Neutrodynage et unilatéralisation.

Un transistor serait *neutrodyné,* si, en appliquant un signal entre collecteur et émetteur, on trouverait une tension nulle entre les points *b'* et *e* du schéma équivalent de la figure 303. Cela impliquerait la présence d'une tension au point *b,* ce qui, généralement, n'est pas désirable. De plus, la mise au point d'un tel neutrodynage s'avère comme étant très délicate, puisque le point *b'* n'est pas accessible.

Le plus souvent, on se contente donc d'*unilatéraliser* le transistor, c'est-à-dire qu'on s'arrange pour que la tension soit nulle à l'entrée, au point *b,* quand on applique un signal à la sortie.

Une première modalité pratique de cette unilatéralisation est illustrée par la figure 321. On a prévu ici un enroulement supplémentaire sur le bobinage de collecteur; et on s'arrange pour que la tension injectée dans la base par le condensateur C_n soit en opposition de phase avec celle sur le collecteur. En première approximation, on doit prendre $C_n = a\, c_{cb}$, si a est le rapport de transformation entre l'enroulement auxiliaire et celui de collecteur. Quand ce dernier comporte une prise, on peut également effectuer l'unilatéralisation suivant figure 322.

Comme, à cause de r_{bb} et de c_{be}, il y a déphasage entre les tensions aux points *b* et *b'*, l'unilatéralisation ne saura être parfaite que si on remplace C_n par un réseau correcteur convenable. La complication qui résulte d'un tel réseau, et la puissance qu'on y perd, font que cette solution n'est guère utilisé en pratique. Généralement, on se contente d'un simple condensateur C_n, et on s'arrange, en jouant sur la valeur de ce dernier et sur l'écart des fréquences de résonance des circuits d'entrée et de sortie, pour trouver le meilleur compromis entre gain, stabilité et symétrie de la courbe de réponse.

Bien entendu, il est alors assez difficile de mettre sous forme mathématique le résultat obtenu. Cependant, on ne reste pas trop loin des conditions observées en pratique en admettant que les fréquences de coupure sont les

mêmes qu'à sortie fermée, et que la résistance de sortie est donnée par la mise en parallèle de ϱ avec la grandeur ϱ_h, calculée par (309), soit :

$$\varrho_g = \frac{\varrho\ \varrho_h}{\varrho + \varrho_h} \tag{315 c}$$

pour la résistance globale de sortie.

Le gain en puissance devient, dans ces conditions,

$$G = \frac{r\ R_c\ s^2}{[1 + (f^2/f_s\ f_b)]\ [1 + (R_c/\varrho_g)]^2}. \tag{316}$$

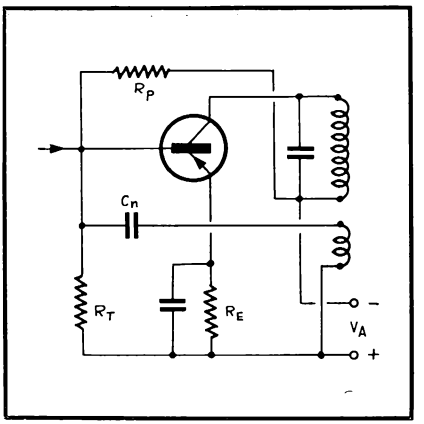


Fig. 321. — Unilatéralisation par enroulement auxiliaire sur la bobine de collecteur.

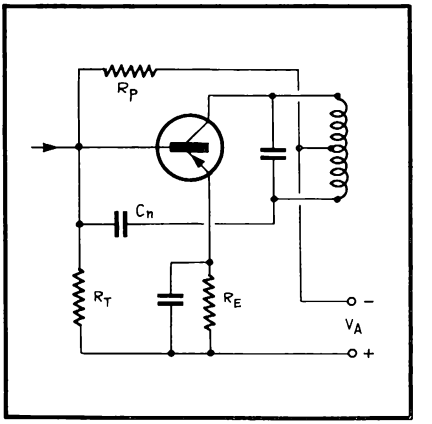


Fig. 322. — La prise sur l'enroulement de collecteur se trouvant à la masse, on obtient directement une tension qui se trouve en opposition de phase avec celle de collecteur.

Lorsque $f \gg f_s$, on peut confondre ϱ_g avec ϱ_{hm} (310) ; et si le transistor est adapté à la sortie ($R_c = \varrho_{hm}$), il vient :

$$G = \frac{s\ f_s}{8\ \pi\ c_{cb}\ f^2}. \tag{317}$$

A l'aide de cette expression, on peut donc établir un *critère H.F.* pour un transistor, cela en calculant la fréquence à laquelle le gain en puissance devient égal à l'unité, dans un montage unilatéralisé. Cette fréquence est :

$$f_1 = \sqrt{\frac{s\ f_s}{8\ \pi\ c_{cb}}} = \frac{1}{4\ \pi}\sqrt{\frac{s_i}{r_{bb}\ c_{cb}\ c_{be}}}. \tag{318}$$

C'est sous la seconde forme que cette relation est quelquefois indiquée dans les documentations de certains fabricants. Nous préférons la première,

non seulement plus simple, mais utilisant surtout des grandeurs directement accessibles à la mesure. La fréquence ainsi calculée est approximativement égale à la fréquence maximale d'oscillation dont le transistor est capable.

Les trois montages fondamentaux en H.F.

Le montage émetteur commun procure le gain le plus élevé dans tous les cas courants; il possède la réaction interne la plus faible et des impédances d'entrée et de sortie assez commodes à adapter. C'est donc, de loin, et encore plus qu'en B.F., le montage auquel on donne la préférence en pratique.

Le quadripôle H.F. équivalent au montage *collecteur commun* a été représenté dans la figure 323. On pourrait montrer que, à sortie fermée, les fréquences de coupure de la pente et de l'amplification de courant sont à peu près les même qu'en E.C. A sortie ouverte, la fréquence de coupure de la pente n'est limitée que par r_{bb} et c_{cb}; elle sera donc très élevée. Mais comme le gain en tension du montage C.C. est inférieur à l'unité, cette grandeur n'a qu'une signification très réduite. On voit qu'entrée et sortie sont liées par la capacité c_{be}, relativement forte. La réaction interne est donc pratiquement égale à l'unité, si bien que la résistance d'entrée devient négative dès qu'on connecte une capacité, même faible, à la sortie. Il est donc très difficile d'utiliser un transistor en C.C. dans une sonde à haute impédance d'un appareil de mesure H.F., comme on le fait couramment avec des tubes travaillant en amplificateurs cathodiques. De même, la forte réaction interne du montage C.C. rend délicate la mise au point d'un amplificateur accordé. Ce n'est donc guère que

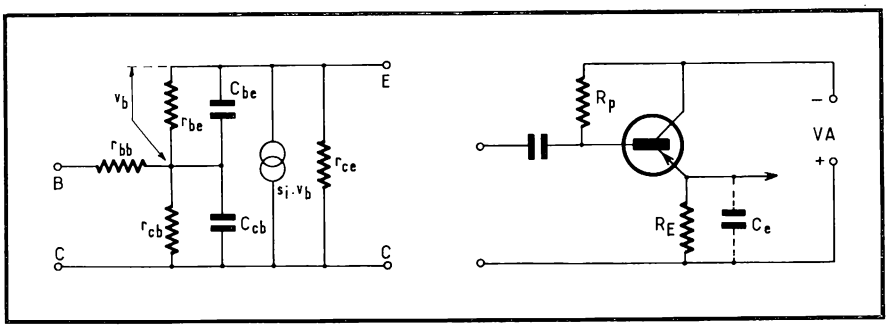


Fig. 323. — Quadripôle H.F. et schéma du montage collecteur commun.

dans les oscillateurs qu'on rencontre ce montage; grâce à la résistance négative d'entrée on peut alors utiliser un circuit oscillant sans prise ni enroulement d'entretien, ce qui peut faciliter la commutation.

Comme il a été montré, dans le chapitre consacré aux étages à forte impédance d'entrée du livre *Les Transistors au Laboratoire et dans l'Industrie*,

l'impédance d'entrée d'un étage collecteur commun devient négative à partir d'une fréquence f_o pour laquelle on trouve, dans le cas général :

$$f_o^2 = \frac{f_e^2 f_b (\beta R_E + r_{be})}{\beta R_E f_e - r_{be} f_b}. \qquad (319)$$

Dans cette expression, f_e signifie la fréquence de coupure des éléments R_E et C_e (fig. 323) :

$$f_e = \frac{1}{2\pi R_E C_e}.$$

Dans la plupart des cas, on a $\beta c_{be} \gg C_e$, et $\beta R_E \gg r_{be}$; l'expression (319) se simplifie alors à :

$$f_o = \sqrt{f_b f_e}.$$

La valeur de cette résistance d'entrée peut être, comme on l'avait vu à propos de la figure 317, déterminée soit dans un circuit parallèle, soit dans un circuit série. Dans le premier cas, on trouve l'expression :

$$r_{cp} = \frac{\beta^2 R_E^2 + r_{be}^2 \dfrac{f^2}{f_e^2}}{\beta R_E \left(1 - \dfrac{f^2}{f_e f_b}\right) + r_{be} \left(\dfrac{f^2}{f_e f_b} + \dfrac{f^2}{f_e^2}\right)}.$$

qui, pour $f < 10 \sqrt{f_b f_e}$, et pour $\beta R_E \gg r_{be}$, se simplifie à :

$$r_{cp} \approx \frac{\beta R_E}{1 - \dfrac{f^2}{f_e f_b}}.$$

Dans le cas de la représentation série, on obtient, en admettant toujours $\beta R_E \gg r_{be}$:

$$r_{cs} \approx \frac{\beta R_E \left(1 - \dfrac{f^2}{f_b f_e}\right)}{\left(1 + \dfrac{f^2}{f_b^2}\right)\left(1 + \dfrac{f^2}{f_e^2}\right)}.$$

En partant de cette expression, on trouve la fréquence (f_n) à laquelle la composante série de la résistance d'entrée devient maximum, par la relation :

$$f_n^2 = f_b f_e \left(1 + \sqrt{2 + \frac{f_b^2 + f_e^2}{f_b f_e}}\right).$$

Dans la figure 324, on a représenté le quadripôle équivalent au montage *base commune* en H.F. La fréquence de coupure de la pente est ici toujours la même qu'en E.C. Pour déterminer celle du gain en courant, on peut écrire, en négligeant l'influence de r_{ce} et en admettant que $z_{cb} \gg r_{bb}$,

$$s_i\, v_b = i_c = i_e - i_b, \qquad v_b = i_b\, z_{be}.$$

L'expression qu'on obtient ainsi en posant $s/s_h = \sqrt{2}$ peut être simplifiée en remarquant que $\beta \gg 1$, et il vient finalement, pour la fréquence de coupure du transfert de courant B.C.,

$$f_a \cong \beta\, f_b. \tag{320}$$

Les approximations admises pour aboutir à (320) ne sont, d'ailleurs, pas toujours valables. Ainsi, il suffit de regarder le quadripôle de la figure 324 pour voir que, à une fréquence suffisamment élevée, tout le courant d'émetteur passe, par c_{be} et c_{cb}, vers le collecteur, la fraction dérivée par r_{bb} étant d'autant plus négligeable que ce paramètre est plus grand. Si on a affaire à un transistor particulièrement mauvais (r_{bb} et c_{cb} fortes), on trouvera donc une fréquence f_a très grande, sinon infinie. Il ne faut donc accepter qu'avec extrême prudence les indications concernant cette fréquence de coupure qui, de plus, devient également infinie avec un transistor présentant un court-circuit interne entre collecteur et émetteur.

C'est d'ailleurs ce phénomène du passage plus ou moins direct du courant d'entrée vers la sortie qui explique, pourquoi le montage B.C. est quelquefois utilisé dans les amplificateurs H.F. En effet, lorsqu'on a affaire à un transistor qui est à considérer comme « mauvais » à la fréquence d'utilisation, il est facile de voir, d'après les schémas équivalents, que, à la limite, le gain en puissance sera nul en E.C., mais toujours voisin de l'unité en B.C. En d'autres termes, en B.C. (comme d'ailleurs aussi en C.C.) on retrouve, à la sortie, une

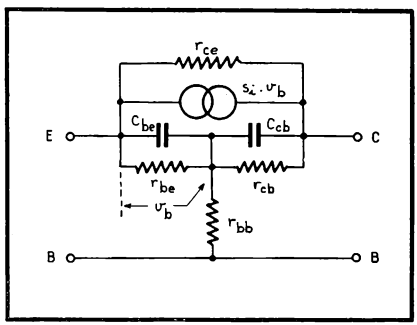


Fig. 324. — Quadripôle H.F. équivalent au montage base commune.

fraction plus ou moins grande de la puissance d'entrée en plus de celle résultant de l'amplification. Ainsi, un transistor dont le gain en puissance serait de 2 en E.C. pourra donc montrer un gain de 2,5 en B.C. L'avantage n'est, évidemment, pas énorme, car il ne peut excéder l'unité. On dispose, actuellement, de transistors utilisables en E.C. jusqu'à 500 MHz et plus.

Aux fréquences élevées, le montage B.C. montre une résistance de sortie négative. Il devient ainsi possible de produire des oscillations avec un circuit accordé sans prise ni enroulement d'entretien. Un exemple de réalisation sera donné dans le chapitre consacré aux oscillateurs.

Autres paramètres et représentations équivalentes.

Il y a quelques années, la fréquence de coupure du gain de courant en B.C. (f_a) était souvent la seule caractéristique H.F qu'on pouvait trouver dans la documentation d'un transistor. Etant donné le peu de précision qu'offre cette notion, on l'a abandonnée, peu à peu, en faveur d'une caractéristique f_1 ou f_{b1}, et qui est la fréquence à laquelle le module du gain en courant en émetteur commun devient égal à l'unité. En partant de l'expression (307*b*), on trouve cette grandeur égale à :

$$f_1 = f_b \sqrt{\beta^2 - 1} \cong \beta f_b.$$

On rejoint ainsi l'expression (320), mais avec des approximations bien moins dangereuses. Pour un bon transistor, f_a et f_1 sont donc équivalentes.

Comme on fabrique couramment des transistors dont f_1 est de plusieurs centaines de mégahertz, la mesure directe de cette fréquence pose des difficultés. De ce fait, on tend également à l'abandonner, en faveur d'une « fréquence de transition » (f_t), définie comme le produit entre le module du gain en courant E.C. et la fréquence de mesure, cette dernière étant grande devant f_b. En partant de (307*b*), on trouve :

$$f_t = f\beta_h = f_b \sqrt{\beta^2 - \beta_h^2},$$

c'est-à-dire une valeur qui, en général, ne diffère que peu de f_1.

Cependant, ces grandeurs ne renseignent que sur l'aspect « courant » des propriétés H.F. d'un transistor. Puisque la commande adaptée est fréquente en H.F., il faut également connaître la fréquence de coupure de la pente ou la résistance série de base r_{bb}, permettant de calculer cette dernière.

A côté du quadripôle qu'on avait étudié à propos de la figure 303, et dont les éléments sont indépendants de la fréquence, les notices des fabricants mentionnent souvent celui de la figure 325, valable seulement pour une fréquence d'utilisation bien définie. Les paramètres y indiqués sont définis comme :

g_{1e} conductance d'entrée à sortie fermée,
c_{1e} capacité d'entrée à sortie fermée,
c_{2e} capacité de sortie à entrée fermée,
g_{2e} conductance de sortie à entrée fermée,
y_{re} admittance de réaction, ou pente inverse,
y_{fe} admittance de transfert, ou pente directe.

Les deux pentes sont des grandeurs complexes, l'indication de leur module est complétée par celui de l'angle de déphasage. Les admittances d'entrée et de sortie sont celles qu'on observe, à la fréquence de mesure, dans le montage unilatéralisé. Le gain maximum de puissance est, dans les mêmes conditions,

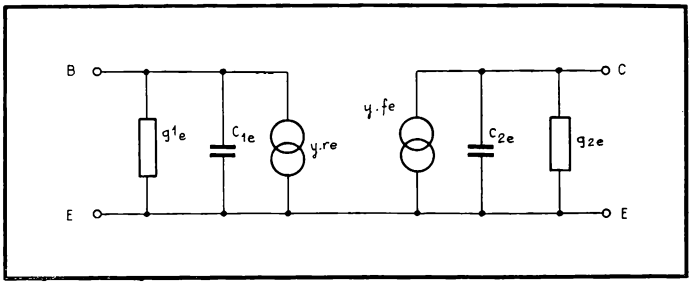


Fig. 325. — Ce quadripôle H.F. n'est valable que pour une bande de fréquence assez étroite.

et avec adaptation parfaite à l'entrée et à la sortie, dans le cas de l'amplificateur accordé,

$$G = \frac{|\, y_{fe} \,|^2}{4\, g_{1e}\, g_{2e}}.$$

Cette expression ne tenant pas compte des pertes d'unilatéralisation, il convient de l'utiliser avec une certaine prudence. Quant aux autres caractéristiques de fonctionnement, on peut les déduire des paramètres indiqués de la même manière que précédemment; souvent on arrivera alors à des expressions plus simples, puisque la fréquence est implicitement contenue dans les paramètres.

Une représentation semblable à celle de la figure 325 peut être utilisée pour le montage base commune. Son aspect reste le même, seuls les paramètres prennent l'indice b au lieu de e (g_{1b}, g_{2b}, etc.).

Ces représentations équivalentes sont assez faciles à manier; cependant, elles ont l'inconvénient de n'être utilisables que dans un domaine de fréquences assez restreint. Toutefois, certains fabricants publient des courbes montrant de quelle façon ces paramètres varient avec la fréquence.

Pour les convertir en les notions utilisées ici, on peut établir les relations :

$$g_{1e} = 1/r_h \qquad (306),$$

$$C_{1e} = c \qquad (307),$$

$$C_{2e} = \gamma \qquad (311),$$

$$g_{2e} = 1/Q_g \qquad (309), (315c),$$

$$y_{fe} = s_h \qquad (305\,a),$$

$$y_{re} = \frac{r_{be}\, C_{cb}\, \omega}{r\, [(f/f_s) - j]}.$$

Les chiffres indiqués entre parenthèses renvoient aux relations données sur les pages précédentes.

AMPLIFICATEURS APÉRIODIQUES A LARGE BANDE

La fréquence de coupure du gain en tension.

Dans les amplificateurs à large bande par liaison R-C, on est obligé, comme nous le verrons plus loin, de travailler avec des résistances de charge qui sont du même ordre de grandeur, ou plus faibles, que la résistance d'entrée de l'étage suivant. On conçoit facilement que la notion du gain en puissance perde sa signification dans ces conditions; on préfère donc généralement de raisonner uniquement en gain en tension.

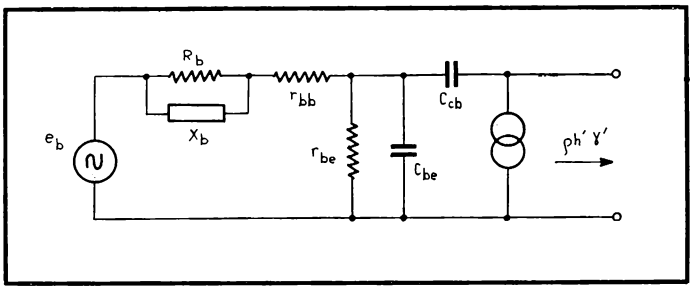


Fig. 326. Schéma équivalent d'un transistor en présence d'une impédance d'attaque complexe.

Ce raisonnement s'approche de celui qui est utilisé pour le tube électronique; il persiste, toutefois, une différence essentielle. Pour obtenir une bande passante large, on réduit, dans le cas du tube, la résistance de charge; dans celui du transistor, par contre, c'est la résistance d'attaque qu'il faut choisir faible. Dans la conception pratique de la liaison R-C, cela revient apparemment au même, mais c'est pour le calcul de cette résistance d'attaque (qui est la résistance de charge de l'étage précédent) qu'on a besoin de la notion de la résistance d'entrée.

Dans le schéma équivalent de la figure 326, une source e_b commande, à travers une impédance d'attaque Z_b, résultant de la mise en parallèle de R_b avec X_b, un transistor dont les principaux paramètres sont représentés. Si on admet, provisoirement, que la résistance de charge est suffisamment faible pour qu'il ne soit pas nécessaire de tenir compte de la réaction interne, on voit que, si Z_b est infinie, le transistor travaille en commande par courant, la fréquence de coupure du gain en tension étant égale à f_b. Si, par contre, Z_b est nulle, il y a commande par tension, et la fréquence de coupure du gain en tension (f_A) est égale à f_s. En d'autres termes, si on désire une f_A inférieure à f_b, on peut considérer le transistor comme travaillant en B.F.; par contre,

une f_A supérieure à f_s est impossible, à moins qu'on n'introduise une résistance négative dans le circuit de commande. On reconnaît donc ici l'éminente signification pratique des fréquences de coupure f_b et f_s.

L'avantage d'une faible impédance d'attaque est donc évident du point de vue largeur de bande. Mais comme cette impédance constitue également la charge globale de l'étage précédent, et comme le produit « gain par largeur de bande » est constant, il est tout aussi évident qu'une réduction de Z_b n'est possible qu'au détriment du gain.

En reprenant les notions ayant servi pour le calcul de la fréquence de coupure de pente, on voit que f_A n'est rien d'autre que la fréquence de coupure d'une pente qui serait définie par i_c/e_b,

$$f_A = f_b \frac{r + Z_b}{r_{bb} + Z_b} .$$

En général, c'est f_A qu'on s'impose lors d'un projet d'amplificateur; il convient alors de déterminer :

$$Z_b = \frac{f_b\, r\, (f_s - f_A)}{f_s\, (f_A - f_b)} \qquad (325)$$

Cette expression montre encore l'impossibilité $f_A \geqq f_s$ et l'inutilité des paramètres H.F. dans le cas $f_A \leqq f_b$.

Cependant, l'expression (325) n'est valable que si la réaction interne n'intervient pas, c'est-à-dire dans le cas d'une charge pratiquement nulle. Dans le cas assez exceptionnel où la charge serait une résistance pure, cette expression serait directement utilisable à condition qu'on y remplace les fréquences de coupure par f_{bf} et f_{sf} (315 *a*, *b*). Le cas général sera traité plus loin.

De plus, f_A est définie avec un affaiblissement de 3 dB non pas par étage, mais par liaison. Ainsi, un amplificateur à deux étages, possédant une liaison d'entrée, une liaison intermédiaire et une charge, toutes trois calculées pour f_A, donnera, à cette fréquence, un affaiblissement global de 9 dB. Inversement, si, connaissant le nombre d'étages et la bande passante globale, on veut déterminer la fréquence de coupure qu'on doit alors atteindre pour chaque liaison, il faut multiplier la première par le coefficient indiqué dans le tableau donné ci-dessous.

NOMBRE DE LIAISONS	1	2	3	4	5	6
Coefficient multipliant la largeur de bande globale	1	2,64	4,1	5,55	7	8,4

Ainsi, dans un amplificateur à deux étages (trois liaisons) une bande passante globale de 1 MHz nécessite une f_A de 4,1 MHz par liaison, si on ne prévoit aucune correction de fréquence.

Calcul d'un étage d'amplification à large bande.

Pour obtenir une vue d'ensemble du problème, nous simplifierons, en première approximation, les données du problème à l'extrême. Pour cela, on admettra que Z_b, égale à la résistance de charge de l'étage précédent, se ramène à une grandeur purement ohmique R_b à la fois faible devant la résistance d'entrée du transistor, et grande devant la résistance série de base. A cette condition, $r \gg R_b \gg r_{bb}$, on trouve, pour la fréquence de coupure du gain en tension,

$$f_A = f_b \frac{r}{R_b}.$$

En supposant des étages identiques, le produit gain par largeur de bande est :

$$s R_b f_A = s r f_b = \beta f_b \cong f_1 \cong f_a.$$

Bien entendu, une telle approximation est assez grossière, et c'est notamment quand $\beta f_b > f_s$ qu'on trouvera un résultat assez différent par le calcul détaillé qui suit.

Dans le cas général, un étage d'amplification se trouve attaqué (fig. 327) par une source e_b d'impédance interne Z_b et chargée par une impédance Z_c. La réaction interne fait alors apparaître, aux bornes de r_{be} et de c_{bc}, les grandeurs r_{bh} et c_{bh} que les relations (314) et (315), d'ailleurs indiquées dans le dessin, permettent de calculer. Inversement, cette même réaction interne fait apparaître, à la sortie, les grandeurs ϱ_h' et γ', différentes de ϱ_h et de γ qui, en (309) et (311), avaient été calculées pour le cas de l'entrée fermée.

Ici, on a, dans le circuit d'entrée, précédemment constitué seulement par r_{bb}, une impédance :

$$\frac{j\,(r_{bb} + R_b)\,X_b}{r_{bb} + R_b + j\,X_b}$$

qui doit donc, dans (308) remplacer le terme r_{bb}. De plus, il faut remarquer que la pente est maintenant définie par i_c/e_b; la grandeur s est donc à remplacer par :

$$\frac{\beta}{R_b + r},$$

le terme X_b n'intervenant pas ici, du fait que la pente est mesurée en B.F. Finalement, nous avons déjà vu que, avec la nouvelle définition de la pente, f_s est à remplacer par f_A; et comme le calcul à effectuer doit précisément être valable pour la fréquence f_A, le rapport f/f_s en (308) est à remplacer par l'unité. Tenant compte de toutes ces remarques, on aboutit à :

$$\frac{1}{\zeta'} = j\,c_{cb}\,\omega \left(\frac{\dfrac{j\,\beta}{r + R_b} \times \dfrac{j\,(r_{bb} + R_b)X_b}{r_{bb} + R_b + j\,X_b}}{j - 1} + 1 \right). \qquad (326)$$

De cette expression on tire, après séparation des parties réelles et imagi-

naires, la capacité de sortie avec impédance quelconque à l'entrée, et à la fréquence f_A :

$$\gamma' = c_{cb}\left(\frac{\beta\, X_b\,(r_{bb} + R_b)\,(r_{bb} + R_b + X_b)}{2\,(r + R_b)\,[(r_{bb} + R_b)^2 + 2\,X_b^2]} + 1\right). \qquad (327)$$

Quand l'impédance d'attaque est purement résistive, on a :

$$f_A = f_b\,\frac{r + R_b}{r_{bb} + R_b};$$

et la capacité précédemment calculée devient, toujours à la fréquence f_A :

$$\gamma' = c_{cb}\left(\frac{\beta\, f_b}{2\, f_A} + 1\right). \qquad (327\,a)$$

De la relation (326), on peut également déduire la résistance apparais-

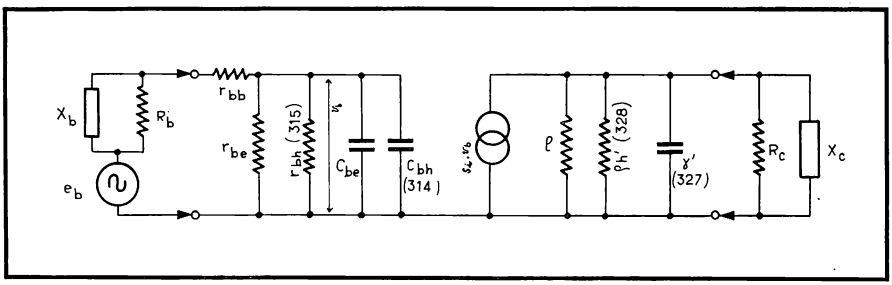


Fig. 327. — Schéma équivalent complet d'un étage d'amplification à large bande.

sant aux bornes de ϱ lorsque l'impédance d'attaque est quelconque et la fréquence f_A, soit :

$$\varrho_h' = \frac{2\,(r + R_b)\,[(r_{bb} + R_b)^2 + 2\,X_b^2]}{X_b\,\beta\, c_{cb}\,\omega_A\,(X_b - r_{bb} - R_b)\,(r_{bb} + R_b)}, \qquad (328)$$

ou encore :

$$\varrho_h' = \frac{2\, f_A}{c_{cb}\,\omega_A\,\beta\, f_b}, \qquad (328\,a)$$

lorsque Z_b se ramène à R_b.

On est donc ainsi en possession de tous les éléments composant le quadripôle de la figure 327; et il suffit maintenant de s'armer de beaucoup de patience et de papier d'un format suffisamment large, pour résoudre :

$$\omega_A = \frac{\frac{1}{\varrho} + \frac{1}{\varrho_h'} + \frac{1}{R_c}}{\gamma' + C_c} = \frac{\frac{r_{be} + r_{bh}}{r_{be}\, r_{bh}} + \frac{1}{r_{bb} + Z_b}}{c_{be} + c_{bh}}. \qquad (329)$$

Pour simplifier, on a admis ici que X_c se ramène à une capacité C_c qui serait donc celle propre à la charge finale de l'amplificateur (diode de redressement dans le cas d'un voltmètre amplificateur H.F., par exemple, ou encore celle apparaissant, à f_A, entre base et émetteur d'un transistor suivant). De plus, on pourra généralement négliger le terme $1/\varrho$, et confondre Z_b avec R_b. En effet, lorsque la source de commande est un étage précédent, sa capacité de sortie sera généralement faible devant $c_{be} + c_{bh}$; on pourra alors également utiliser les relations simplifiées (327 *a*) et (328 *a*). Mais lorsqu'on utilise les expressions complètes, il faut bien remarquer que la sortie de l'étage précédent est assimilée normalement à la mise en parallèle d'une source de courant avec une impédance; dans la figure 327, par contre, le circuit d'entrée est constitué par une source de tension mise en série avec une impédance. Il faut donc effectuer la transformation convenable.

Lorsqu'on connaît les paramètres du transistor ainsi que f_A, C_c et éventuellement X_b, on peut donc déterminer, par les relations (329), les grandeurs R_b et R_c correspondant à la fréquence de coupure imposée pour le gain en tension. Comme, normalement, on commence le calcul d'un amplificateur par le dernier étage, R_c sera la mise en parallèle de la résistance ohmique de charge R_C avec celle du dispositif qu'il doit commander. Par contre, R_b sera, du moins tant qu'on peut négliger l'influence de X_b, la résistance globale de sortie de l'étage précédent, c'est-à-dire la mise en parallèle de la charge ohmique R_C avec ϱ_h'. Partant de cette indication, on peut alors entreprendre le calcul de l'étage précédent.

En ce qui concerne le choix des conditions de fonctionnement, il est toujours avantageux de travailler avec un courant continu de collecteur relativement faible, car f_s (fig. 307) est alors élevée; et la fraction de signal perdue dans r_{bb} est faible, car z_{be} est alors forte. Une exception est à faire pour certains transistors du type « drift » où r_{bb} varie assez fortement avec I_C et où un courant continu de collecteur de 3 mA environ constitue un optimum.

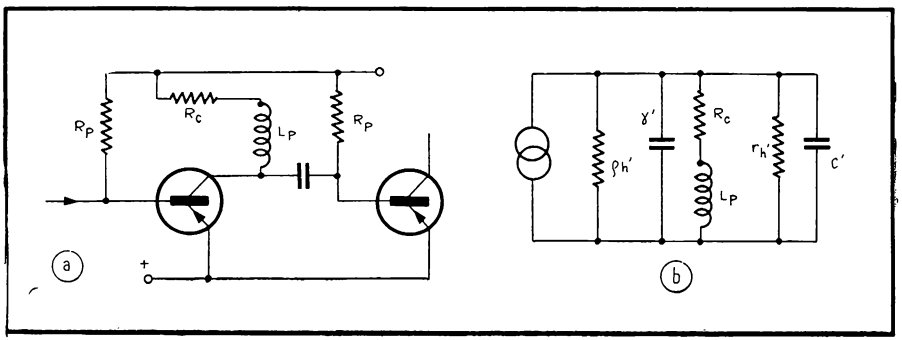


Fig. 328. — Montage à correction shunt avec son circuit équivalent.

Quant à la tension d'alimentation, une valeur élevée est avantageuse du fait qu'elle implique (fig. 312) une capacité collecteur-base faible.

Circuits correcteurs de fréquence.

A cause des basses impédances d'entrée du transistor, les modes de correction utilisées dans les amplificateurs à tubes ne sont pas immédiatement transposables dans le domaine des semiconducteurs. Dans le cas de la correction shunt (fig. 328), le bobinage L_p forme un circuit oscillant avec la capacité $c' + \gamma'$. Ce circuit comporte un amortissement en série avec L_p et qui est constitué par R_C; de plus, il y a un amortissement agissant aux bornes de la capacité et constitué par la mise en parallèle de ρ_h' avec r_h'. Les grandeurs ρ_h' et γ' sont celles de sortie du circuit équivalent de la figure 327, r_h' et c' étant équivalentes au circuit d'entrée du même quadripôle. Comme $r_h' \ll \rho_h'$ et $c' \gg \gamma'$, c'est essentiellement r_h' et c' qui interviennent. Par les relations régissant la correction dans le cas du tube, on pourrait montrer que le circuit L_p-c' doit être accordé approximativement sur f_A et que sa surtension doit être voisine de l'unité. La première condition est assez facile à remplir, puis-

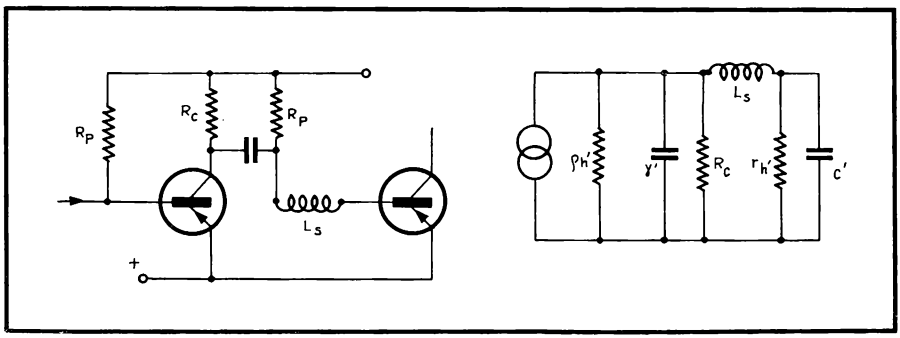


Fig. 329. — Montage à correction série et son circuit équivalent.

que c_h est relativement grande. La seconde ne le sera, généralement, que quand $R_c < r_h'$ et quand on a affaire, au second étage, à un transistor ayant un grand c'. En d'autres termes, la correction shunt ne serait donc à envisager que si on veut obtenir un gain faible avec un transistor relativement mauvais en H.F., ce qui ne sont, évidemment, pas des conditions commercialement souhaitables.

Dans le cas de la correction série (fig. 329), la fréquence de résonance de L_s est essentiellement définie par γ', puisque $c' \gg \gamma'$. Pour une même f_A, il faut donc maintenant une valeur beaucoup plus grande pour la bobine de correction, ce qui ne va pas sans difficultés en ce qui concerne la capacité répartie de cette dernière. De plus, le rapport L/C étant beaucoup plus grand que précédemment, les amortissements sont beaucoup plus sensibles. Cela est

notamment le cas pour R_c qui shunte la capacité γ'. Les effets de correction qu'on peut obtenir, en pratique, avec ce montage sont donc encore moins convaincants que ceux du précédent.

Un montage de correction typiquement « transistor », et qui ne serait pas avantageux dans le cas du tube, a été représenté dans la figure 330. On a cherché ici à équilibrer les amortissements en plaçant les faibles résistances

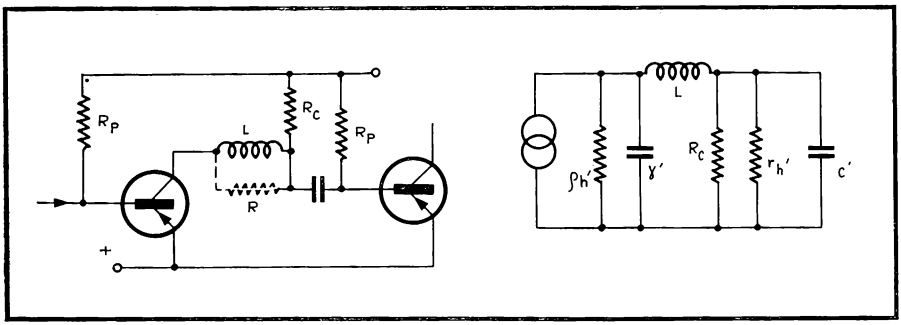


Fig. 330. — Spécifique aux montages à transistors, la correction série de collecteur permet une adaptation des impédances d'entrée et de sortie.

(R_C, r_h') aux bornes de la grande capacité (c'), et inversement. Le bobinage L adapte donc ici la forte impédance de sortie du premier transistor à l'impédance d'entrée plus faible du second. Aux fréquences élevées, l'augmentation de la tension à la sortie du premier détermine ainsi une augmentation du courant d'entrée du second. Quant à l'amortissement, on tombe ici dans l'autre extrême, c'est-à-dire qu'on observe des oscillations de dépassement qu'il est, évidemment, très facile d'éviter en prévoyant une résistance R (fig. 330) aux bornes de L.

L'efficacité de cette correction a été illustrée par l'oscillogramme de la figure 331. En haut, on voit l'impulsion de sortie telle qu'on l'observe en absence de correction. Au milieu, l'allure symétrique des oscillations de dépassement montre que la valeur de L a été correctement ajustée; et en bas, ces oscillations de dépassement ont été supprimées par une résistance d'amortissement. Ces oscillogrammes sont relatifs à un amplificateur à deux étages où seule la liaison intermédiaire a été corrigée. La résistance de charge y est de 1 kΩ; les transistors utilisés sont du type à alliage et prévus pour amplificateurs M.F. de radio, soit pour une fréquence de l'ordre de 500 kHz.

L'efficacité de cette correction est plus grande qu'on ne le supposerait *a priori*, car la présence d'une self-induction dans le circuit de collecteur d'un transistor fait apparaître, dans le circuit d'entrée, une résistance négative (315) dont l'influence est favorable sur la réponse en fréquence. Lorsqu'on n'amortit pas L, le gain peut même devenir infini pour une certaine fréquence, et on observe des oscillations spontanées.

Vu l'appareil mathématique qu'on a dû déployer précédemment pour seulement esquisser le calcul d'un étage sans correction, on conçoit facilement

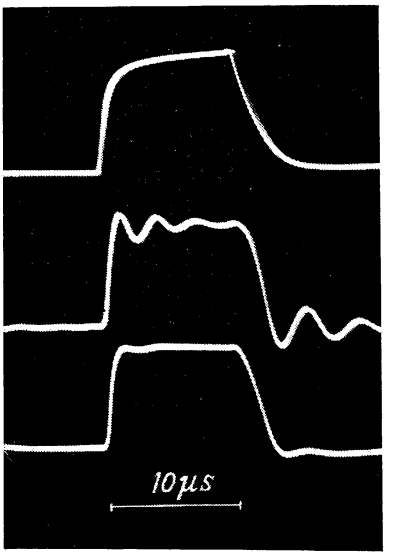


Fig. 331. — Ces oscillogrammes sont ceux d'un montage non corrigé (en haut), d'une correction série de collecteur avec oscillations de dépassement (au milieu) et d'une même correction, convenablement amortie (en bas).

qu'il est plus rationnel de faire appel à la mise au point expérimentale pour déterminer les éléments d'un montage avec correction. En première approximation, on peut admettre que le circuit constitué par L et γ' doit osciller sur f_A. En appliquant une impulsion à l'entrée, on règle ensuite L sur la limite de symétrie des oscillations de dépassement; quand L est trop faible, on observe la première oscillation de dépassement à un niveau inférieur à la seconde. Finalement, il suffit d'amortir L de façon que les oscillations de dépassement disparaissent.

Le gain en bande passante qu'on peut obtenir avec ce type de correction est de l'ordre de 2 pour une liaison et peut atteindre respectivement 3 ou 4, quand il s'agit d'un amplificateur à 2 ou plus de 3 liaisons intermédiaires. La figure 332 montre une version de la correction série de collecteur qu'on a

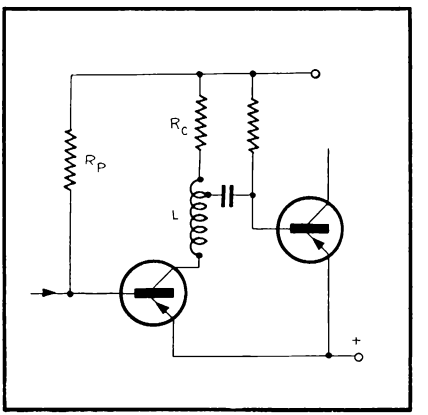


Fig. 332. — Correction série de collecteur avec prise sur le bobinage de liaison.

avantage à utiliser lorsqu'on travaille avec une résistance de charge R_C relativement faible. Les nombres de spires des deux enroulements de L doivent être à peu près inversement proportionnelles aux capacités en jeu des deux côtés de la liaison. Dans le cas d'un étage de sortie travaillant sur une charge essentiellement capacitive (plaques de déviation d'un oscilloscope) les méthodes de correction classiques série et shunt restent aussi avantageuses que pour le tube électronique.

Un circuit de correction aux fréquences basses est représenté dans la figure 333. Il consiste en une cellule R_1-C_1 connectée de façon que la charge du premier transistor devient d'autant plus grande que la fréquence est plus basse. Le transfert se trouve alors augmenté du fait que résistance apparaissant en série avec le condensateur de liaison devient plus grande, et du fait que le gain augmente.

Correction de fréquence par contre-réaction .

En shuntant une résistance d'émetteur par un condensateur relativement faible, on obtient une contre-réaction dont le taux diminue quand la fréquence augmente. On peut encore utiliser, dans le même but, un circuit oscillant série à la place du condensateur (fig. 334). Ces montages ont l'inconvénient de provoquer, aux fréquences élevées, une diminution de l'impédance d'entrée du transistor; or, généralement, le contraire est souhaitable. Le montage de la

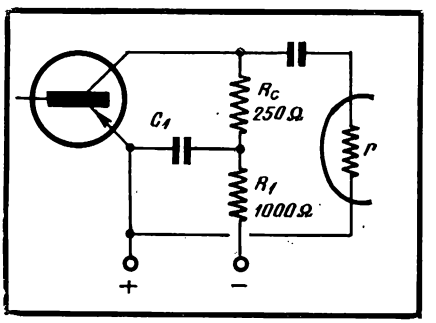


Fig. 333. — Montage procurant une correction aux basses fréquences.

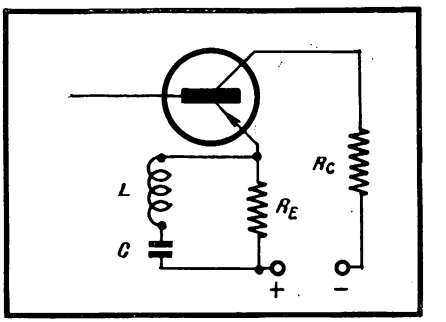


Fig. 334. — Correction par contre-réaction sélective dans l'émetteur.

figure 334 ne peut donc être utilisé avec profit que si la résistance d'attaque est extrêmement faible.

Une correction par contre-réaction sur deux étages est appliquée dans le montage de la figure 335. La contre-réaction a ici essentiellement pour but de faire travailler le transistor du premier étage avec une résistance de sortie très basse, ce qui veut dire que le second se trouve attaqué par une résistance très faible. Néanmoins, la contre-réaction diminue le gain dans les mêmes proportions qu'une résistance matérielle de charge l'aurait fait; le produit gain par

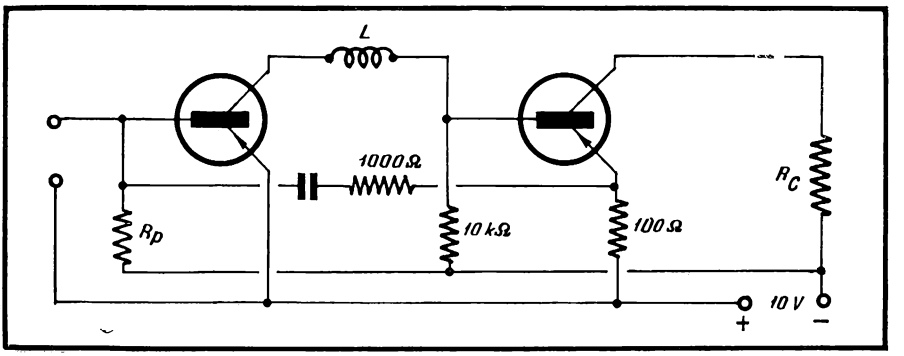


Fig. 335. — Une correction série de collecteur est prévue en plus d'une contre-réaction uniforme diminuant la résistance de sortie du premier étage.

largeur de bande ne se trouve donc pas augmenté. La contre-réaction permet, toutefois, certaines simplifications du montage. Notamment, si l'on utilise des transistors au silicium dont les variations absolues du courant de repos avec la température restent très faibles, on peut opérer une liaison directe. Le premier étage se trouve alors alimenté par la tension de base du second qui est suffisamment élevée du fait de la chute sur la résistance d'émetteur de 100 Ω. Une correction supplémentaire aux fréquences élevées peut être obtenue en insérant, dans la liaison entre étages, une bobine L qui, ici, n'a pas besoin d'amortissement, du fait de la faible résistance de sortie de l'étage précédent.

AMPLIFICATEURS ACCORDÉS

Choix du mode de liaison.

Dans un amplificateur accordé sur une fréquence fixe, on peut effectuer la liaison entre étages, soit par un circuit oscillant simple, soit par un transformateur dont le primaire et le secondaire sont accordés. Le choix du mode de liaison dépend essentiellement de la sélectivité qu'on veut obtenir. On sait que la courbe de résonance d'un transformateur accordé s'approche beaucoup plus de la forme rectangulaire idéale que celle d'un circuit oscillant simple (fig. 336). On peut montrer que le transformateur donne un meilleur rendement quand on désire avoir, aux extrémités de la bande passante à transmettre, un affaiblissement supérieur à 7 dB (soit 14 dB pour deux transformateurs accordés identiques, 21 dB pour trois, etc.).

Pour les circuits H.F. d'un récepteur, la sélectivité ne joue qu'un rôle secondaire, car ce sont les transformateurs M.F. qui définissent la largeur de bande. De plus, on n'a pas intérêt à multiplier les moyens d'accord; on préfère donc les circuits oscillants simples dans les étages à accord variable.

Le condensateur variable est le moyen d'accord le plus fréquemment utilisé dans les étages H.F. Ce moyen implique que l'impédance à l'accord du

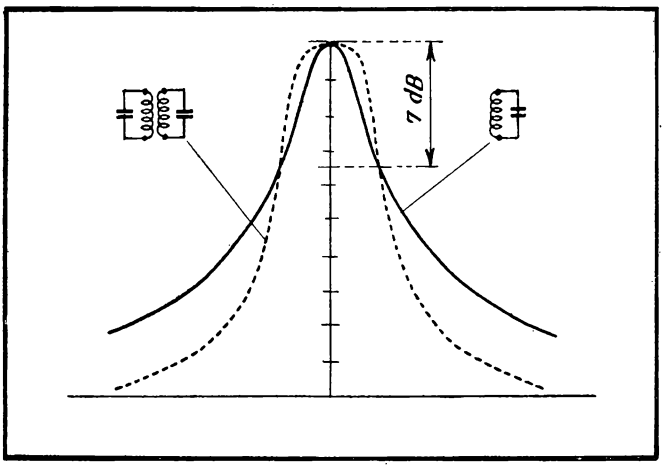


Fig. 336. — Comparaison entre les courbes de réponse d'un circuit oscillant et d'un transformateur accordé.

circuit augmente avec la fréquence; or, on sait que l'impédance d'entrée d'un transistor varie précisément en sens contraire. La mauvaise adaptation qu'on obtient ainsi se traduit par une variation de la sensibilité avec la fréquence. La méthode de l'accord par self-induction variable paraît donc plus avantageuse, car ici l'impédance à la résonance diminue quand la fréquence augmente. Toutefois, il est relativement difficile de réaliser des circuits à coefficient de self-induction variable présentant un coefficient de surtension élevé.

Liaison par circuit oscillant.

Dans les amplificateurs accordés à transistors, le circuit oscillant de liaison sert à la fois de moyen d'accord et de transformateur adaptant les impédances. Le cas le plus simple est celui (fig. 337) où le rapport L/C du circuit de liaison a été choisi de façon à obtenir une impédance à la résonance égale à la résistance de sortie de l'étage précédent, l'enroulement secondaire étant chargé par la résistance d'entrée de l'étage suivant. Cet enroulement est ici également utilisé pour l'unilatéralisation.

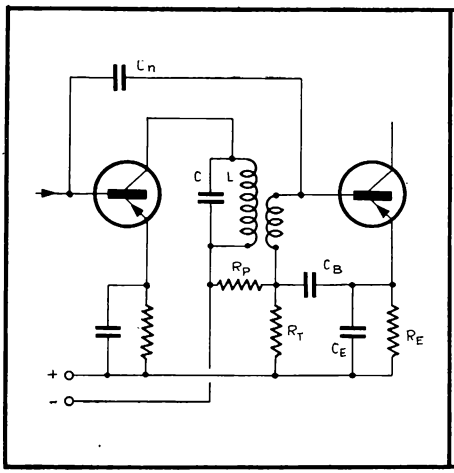


Fig. 337. — Circuit de liaison utilisable avec un transistor de forte résistance de sortie.

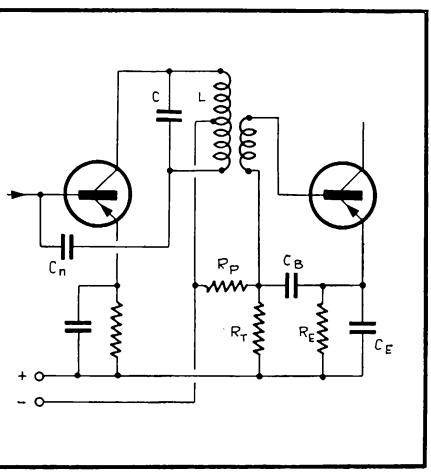


Fig. 338. — Nécessaire avec des transistors de faible résistance de sortie, la prise sur l'enroulement de collecteur permet une forme particulière de l'unilatéralisation.

Souvent, la résistance de sortie du dernier transistor sera, à cause de la réaction interne, suffisamment faible pour que le rapport L/C auquel il aboutit ne permette plus de réaliser des circuits d'une surtension suffisamment élevée. On utilise alors le principe illustré par la figure 338 où le circuit de liaison travaille en autotransformateur, l'unilatéralisation étant effectuée suivant le mode déjà indiqué dans la figure 322.

Finalement, un principe « autotransformateur partout » est illustré par la figure 339. Il est surtout utilisé dans les amplificateurs M.F. des récepteurs à modulation de fréquence, travaillant sur 10,7 MHz. Le faible nombre de spires des bobinages y utilisés fait qu'il est difficile de coupler étroitement un enroulement d'adaptation dont la présence même introduirait, d'ailleurs, des pertes non négligeables à ces fréquences. Pour ces raisons, on utilise une même partie du bobinage à la fois pour l'unilatéralisation et pour la liaison vers l'étage suivant.

Dans tous les cas, on peut ramener la liaison au schéma équivalent de la figure 340. Le montage étant supposé unilatéralisé, la résistance de sortie du premier étage, ϱ_g, est égale à la mise en parallèle de ϱ avec ϱ_h que, en (309), on avait calculé pour une tension nulle à l'entrée. Quant à r_h, la résistance d'entrée de l'étage suivant, il s'agit de celle calculée par l'expression (306), à sortie fermée. En effet, lorsque le transistor est unilatéralisé, sa tension de sortie serait nulle, si on pouvait en couper l'alimentation sans en

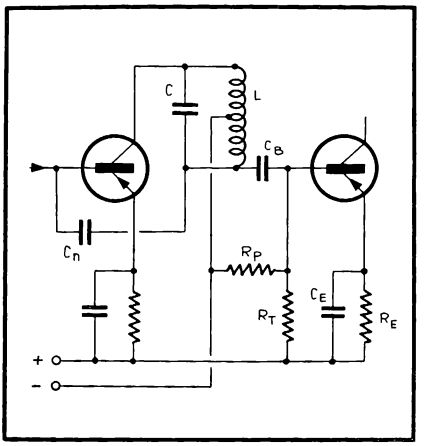


Fig. 339 (ci-contre). — Les enroulements d'unilatéralisation et de base se trouvent ici réunis dans une partie de l'enroulement de collecteur.

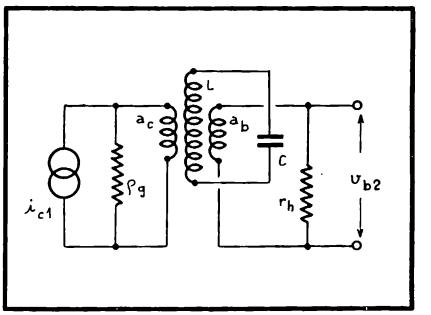


Fig. 340 (ci-contre). — L'amortissement du circuit de liaison L-C dépend des résistances d'entrée et de sortie des transistors utilisés, ainsi que des rapports de transformation.

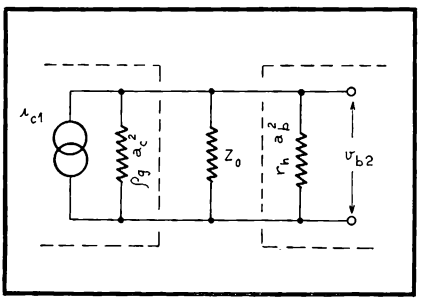


Fig. 341 (ci-contre). — Montage équivalent à une liaison par circuit oscillant, à l'accord.

modifier les capacités internes, et cela tout en appliquant une tension à l'entrée. Les capacités d'entrée et de sortie n'interviennent pas ici, puisqu'on les comprend dans la capacité d'accord du circuit oscillant de liaison.

En faisant intervenir les rapports de transformation entre l'enroulement de collecteur et le circuit de liaison (a_c), puis entre l'enroulement de base et ce même circuit (a_b), on arrive au schéma équivalent de la figure 341, où l'impédance à la résonance du circuit de liaison a été représenté par Z_o. On voit immédiatement que le courant i_{c1}, délivré par le premier transistor, arrive

à l'entrée du second d'une manière d'autant moins affaiblie que Z_o est plus grande. En d'autres termes, il convient donc d'utiliser un circuit de liaison d'une surtension aussi élevée que cela est technologiquement possible, puis choisir les rapports de transformation de façon que :

$$\varrho_g \, a_c^2 = r_h \, a_b^2 = r_o \qquad (330)$$

et que l'amortissement résultant ($r_o/2$) corresponde à la bande passante qu'on s'est imposée.

Pour établir un projet d'amplificateur accordé, on doit donc connaître, au départ, la surtension à vide Q du circuit dont on dispose. Ensuite, on se fixe la bande passante B et on calcule la surtension en charge :

$$Q' = \frac{f_o}{B} ,$$

f_o étant la fréquence d'accord. Dans l'expression précédente, la bande passante est définie pour un affaiblissement de 3 dB. Si c'était à 6 dB que cette bande est définie par l'énoncé du projet, on peut utiliser l'abaque de la figure 342 qui indique également la surtension en charge qu'il faut prévoir, par liaison, lorsqu'il s'agit d'un amplificateur comportant 2 à 4 circuits en cascade.

Connaissant ainsi les surtensions à vide (Q) et en charge (Q'), on peut déterminer les pertes d'insertion par l'abaque de la figure 343. Ensuite, on doit

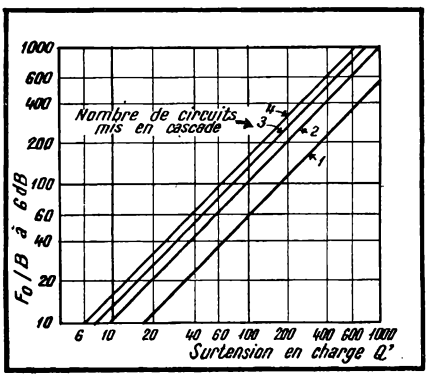


Fig. 342. — Abaque permettant de calculer, dans le cas d'une liaison par circuit oscillant, la surtension en charge en partant de la largeur de bande à 6 dB, et en fonction du nombre de liaisons.

calculer les rapports de transformation des enroulements ou prises de collecteur et de base. Pour cela, on peut écrire, Z_o' étant l'impédance à la résonance du circuit chargé :

$$Q' = Z_o' \; C \; \omega_o = \frac{Z_o'}{L \, \omega_o} .$$

Comme on doit respecter la condition (330), l'expression peut être transformée en :

$$\frac{1}{Q'} = \left(\frac{1}{Z_o} + \frac{2}{r_o} \right) L \, \omega_o ;$$

d'où, avec $Q = Z_o/L\,\omega_o$:

$$r_o = \frac{2\,L\,\omega_o}{\frac{1}{Q'} - \frac{1}{Q}}.$$

La grandeur ainsi déterminée permet maintenant le calcul des rapports de transformation :

$$a_c = \sqrt{r_o/\rho_g},$$

$$a_b = \sqrt{r_o/r_h}.$$

On est libre dans le choix du rapport L/C dans le cas des liaisons suivant figures 338 et 339, par contre, quand on doit rendre $r_o = \rho_g$ (fig. 337), les éléments du circuit sont donnés par :

$$L = \frac{\rho_g\,[(1/Q') - (1/Q)]}{2\,\omega_o}$$

ou :

$$C = \frac{2}{\omega_o\,\rho_g\,[(1/Q') - (1/Q)]}\ ;$$

et le rapport de transformation de base est :

$$a_b = \sqrt{\rho_g/r_h}.$$

Les expressions pour le rapport de transformation ne sont valables que si le coefficient de couplage entre les enroulements ou parties d'enroulements est égal à l'unité. Cela est assez bien le cas avec les pots ou autres bobinages de petite taille utilisables à des fréquences de l'ordre du MHz, mais à 10 MHz, par exemple, ce problème peut poser des difficultés technologiques; souvent, on est obligé de faire un compromis entre la bonne surtension qu'aurait un bobinage très airé et le couplage intime que présente un enroulement très compact.

Lorsqu'on travaille sans unilatéralisation, le montage peut présenter, pour certaines fréquences, des résistances négatives d'entrée et de sortie. Pour éviter des oscillations spontanées, il faut alors travailler avec des résistances de charge et d'attaque plus faibles que précédemment, c'est-à-dire prendre des rapports de transformation plus élevées. Cette mesure est, d'ailleurs, indiquée dans tous le cas où on n'est pas sûr de pouvoir effectuer l'unilatéralisation d'une façon parfaite, bien qu'il en résulte une légère augmentation des pertes d'insertion.

Puisque entrée et sortie sont adaptées, le gain en puissance de l'étage sera :

$$G = \frac{r_h\,\rho_g\,|s_h|^2}{4}, \qquad (331)$$

soit, en utilisant les expressions (305 *a*), (306), (309).

$$G = \frac{r\,s}{4\left(1 + \frac{f_o^2}{f_s\,f_b}\right)\left(\frac{1}{\rho} + \frac{c_{cb}\,\omega_o\,r_{bb}\,f_o^2}{f_o^2 + f_s^2}\right)}. \qquad (332)$$

Cette expression ne comprend pas les pertes d'insertion du circuit de liaison qu'il faut déduire séparément.

Exemple de calcul d'un circuit de liaison simple.

Supposons qu'on dispose d'un circuit oscillant d'une surtension de 130 et qu'on veuille réaliser un amplificateur à deux étages, suivi d'une détection, et accordé sur 455 kHz. On a donc, au total, trois circuits accordés; si on se fixe à 6,5 kHz la largeur de bande à 6 dB, le rapport f_o/B est égal à 70; l'abaque de la figure 342 donne alors une surtension en charge de 50. Avec le rapport $Q/Q' = 2{,}6$, on trouve, par l'abaque de la figure 343, des pertes d'insertion égales à 4 dB.

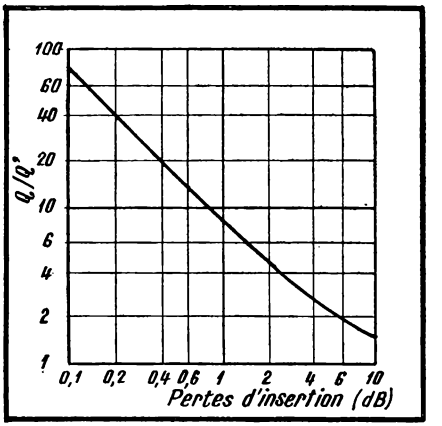


Fig. 343. — Abaque donnant les pertes d'insertion en fonction du rapport entre les surtensions à vide et en charge.

Ce chiffre est suffisamment faible pour la pratique; il est donc peu utile de chercher à obtenir des surtensions à vide particulièrement élevées. On se contente, pour la réalisation des amplificateurs M.F., de coefficients de surtension compris entre 90 et 150; on atteint très facilement ces chiffres avec des pots miniature en poudre de fer agglomérée ou encore avec des pots ou tores de ferrite.

Si les caractéristiques du transistor utilisé sont :

$$s = 30 \text{ mA/V},$$
$$r = 3 \text{ k}\Omega,$$
$$f_b = 100 \text{ kHz},$$
$$f_\alpha = 3 \text{ MHz},$$
$$\rho = 100 \text{ k}\Omega,$$
$$C_{cb} = 10 \text{ pf},$$

on trouve $r_{bb} = 100\ \Omega$, $r_h = 1{,}8$ kΩ, $\rho_h = 82$ kΩ, $\rho_g = 45$ kΩ. Avec le montage de la figure 337, on serait conduit à $C = 1\,280$ pF et $a_b = 5$. Il est probable qu'avec un condensateur d'accord aussi fort, la surtension soit inférieure à la valeur escomptée. On détermine alors expérimentalement la valeur optimale du condensateur d'accord, supposons qu'elle soit de 250 pF. On trouve alors $r_o = 230$ kΩ, $a_c = 2{,}25$, $a_b = 11{,}3$. Si on adopte le montage de la figure 337 avec $a_b = 5$, on aura, en première approximation, $C_n = 50$ pF. Le gain sera de 42 dB par étage, soit, après déduction des pertes d'insertion des trois circuits, un gain de 72 dB pour l'amplificateur entier.

Liaison par circuits couplés.

Nous avons déjà montré la supériorité de la liaison par transformateur accordé sur celle par circuit simple dans le cas où l'on désire obtenir une bonne sélectivité. Il nous est impossible de traiter ici, dans sa généralité, le problème des circuits couplés; nous nous contenterons donc du cas le plus fréquemment utilisé en pratique où les deux circuits ont les mêmes caractéristiques et où l'on travaille au couplage critique.

Le schéma d'un transformateur accordé est reproduit dans la figure 344; il est à remarquer que l'enroulement de neutrodynage L_n est à coupler avec le primaire, car la tension au secondaire est déphasée de 90° par rapport à celle qui existe au primaire. Il est encore possible d'adopter un enroulement auxiliaire secondaire; le circuit oscillant reste alors sans connexion extérieure. Une telle disposition est indiquée dans la figure 345 où l'on a prévu, de plus, une prise sur le primaire. La disposition réelle des bobinages ne ressort pas d'un tel schéma; nous insistons donc encore une fois sur la nécessité d'enrouler L_n sur L_1 et L_b sur L_2.

Pour le calcul des éléments, on peut utiliser les notions précédentes en sachant que chacun des circuits est maintenant amorti par une résistance qui est égale au double de celle qui constituait l'amortissement total du circuit simple. On a donc, notamment, pour le coefficient de self-induction dans le cas de la figure 344 :

$$L_1 = L_2 = \frac{\rho_g \left(\frac{1}{Q'} - \frac{1}{Q} \right)}{\omega};$$

et, pour la capacité optimum d'accord, on arrive à une valeur égale à la moitié de celle calculée précédemment. On voit donc que, dans le cas de la liaison

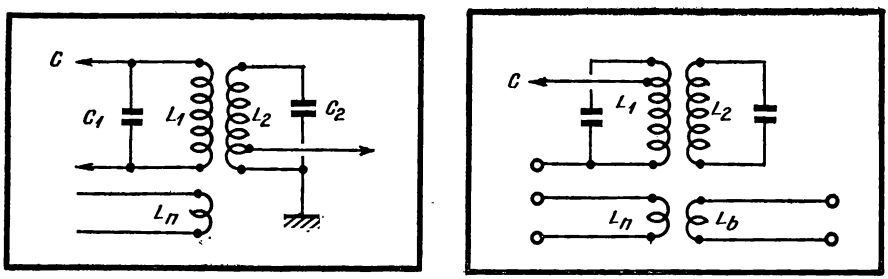


Fig. 344 et 345. — Deux montages possibles dans le cas d'une liaison par circuits couplés, avec unilatéralisation.

par circuits couplés, la prise de collecteur est beaucoup plus rarement nécessaire que dans celui du circuit simple.

Pour déterminer, en partant de la largeur de bande, la surtension en charge, on peut utiliser l'abaque de la figure 346. Partant du rapport ainsi trouvé dans les surtensions à vide et en charge, on peut obtenir les pertes d'insertion grâce à l'abaque de la figure 343.

Toutes les indications précédentes ne sont, évidemment, valables que dans les conditions du couplage critique. On peut facilement vérifier si ce dernier est atteint en mesurant, sur un amplificateur définitivement monté et normalement alimenté, la tension au primaire, à l'accord exact. Pour cette mesure,

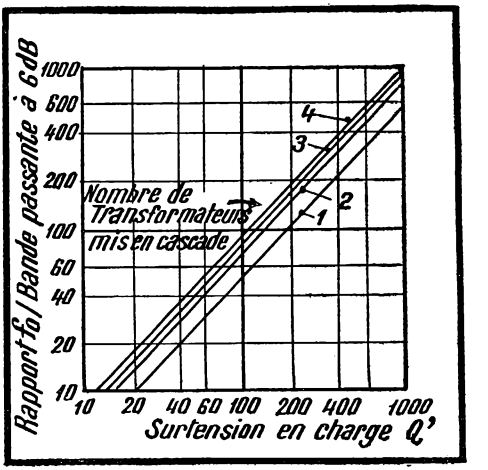


Fig. 346. — Surtension en charge en fonction de la largeur de bande, dans le cas d'une liaison par circuits couplés.

on règle l'amplitude du signal appliqué de façon à lire une tension de l'ordre du volt. Ensuite, on court-circuite le secondaire et on mesure de nouveau la tension au primaire, à l'accord. On est dans les conditions du couplage critique si la nouvelle tension est égale au double de celle mesurée précédemment. Si on trouve une tension plus faible, il faut rapprocher les bobinages; dans le cas contraire, il faut les éloigner.

Exemple de calcul d'une liaison par circuits couplés.

Nous partons des données utilisées précédemment pour le circuit simple et supposons que notre transformateur soit composé de deux circuits dont la surtension à vide et en l'absence de secondaire est de 130. D'après l'abaque de la figure 346, nous trouvons, pour un rapport $F_o/B = 70$, une surtension en charge de l'ordre de 85. Cela nous donne un nouveau rapport $Q/Q' = 1{,}5$ et une perte d'insertion de l'ordre de 8 dB. Il est évident que cette perte doit être plus élevée que précédemment, puisque il y a maintenant deux circuits qui consomment de l'énergie. Avec le montage de la figure 343 et $\varrho_g = 45$ kΩ, on trouve une valeur de 790 pF pour le condensateur d'accord. Avec le transistor à alliage cité en exemple, une prise sur l'enroulement de collecteur serait donc préférable; il n'en est, généralement, pas de même avec les transistors du type « drift », ayant des résistances de sortie plus élevées. Le gain par étage étant toujours de 42 dB, on arrive, dans le cas de trois liaisons par circuits couplés, à un gain total de 60 dB.

Nous avons vu que les caractéristiques d'un transformateur ou d'un circuit M.F. dépendent essentiellement des résistances d'entrée et de sortie des transistors utilisés. Or, on sait que ces grandeurs varient non seulement d'un transistor à l'autre, mais aussi et surtout avec les conditions de fonctionnement. Si on achète, dans le commerce, un jeu de transformateurs de liaison, il est donc nécessaire de se renseigner sur les conditions d'utilisation pour lesquelles ces transformateurs ont été établis. De plus, il est nécessaire de tenir compte des influences que peut avoir, sur les conditions de fonctionnement, un éventuel réglage automatique de sensibilité. Dans le chapitre consacré à la technique des récepteurs, ces influences seront étudiées plus en détail.

OSCILLATEURS A TRANSISTORS

La limite d'entretien dans les oscillateurs L-C.

La stabilité en fréquence d'un oscillateur sera d'autant meilleure que le transistor est plus faiblement couplé au circuit oscillant, car il est évident qu'on a intérêt à ce que les variations des impédances d'entrée et de sortie du transistor influent le moins possible sur ce circuit. De plus, un couplage faible n'étant possible que si le gain du transistor est élevé, on a tout avantage à utiliser le montage émetteur commun, donnant précisément le gain le plus grand.

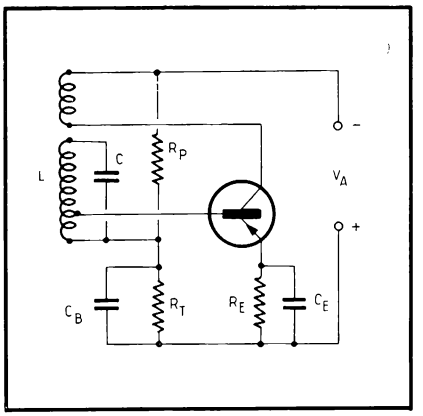


Fig. 347. — Montage oscillateur travaillant en émetteur commun.

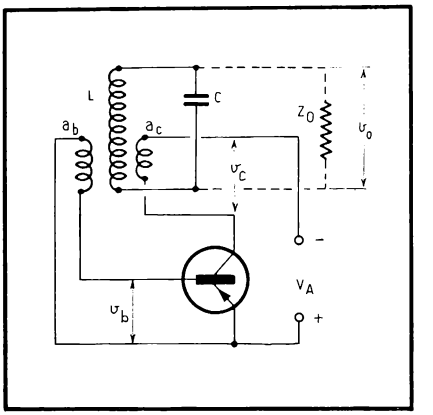


Fig. 348. — La fréquence d'oscillation sera d'autant plus stable que la qualité du circuit oscillant est meilleure et que le couplage avec les impédances d'entretien et d'utilisation est plus faible.

Un montage oscillateur fréquemment utilisé en pratique est représenté dans la figure 347. L'adaptation du circuit oscillant L-C à l'entrée du transistor est effectuée par une prise, l'entretien étant assuré par un enroulement inséré dans le circuit de collecteur. Pour la polarisation, on a prévu le circuit habituel, avec compensation de température. De plus, un effet stabilisateur est obtenu par un phénomène semblable à celui de la polarisation automatique dans les oscillateurs à tubes. Aux fortes amplitudes, l'espace émetteur-base se comportant comme une diode, on obtient un effet de redressement se traduisant par une charge du condensateur C_B. Tendant à s'opposer à la polarisation initiale, cette charge réduit la pente et contribue ainsi à maintenir l'amplitude à une valeur moyenne. Cependant, lorsque le transistor se trouve fortement couplé au circuit oscillant, la composante continue résultant de la détection du premier train d'oscillations après la mise en service, peut être

assez forte pour bloquer entièrement le transistor; les oscillations ne reprennent alors que quand C_B s'est déchargée dans R_T. Le phénomène qu'on observe dans de telles conditions est connu sous le nom d'oscillations bloquées ou de super-réaction.

Dans le schéma équivalent de la figure 348, les grandeurs nécessaires pour déterminer la limite d'entretien ont été indiquées. On reconnaît les rapports de transformation a_b et a_c, déjà utilisées dans le cas des amplificateurs accordés. La grandeur Z_o est l'impédance à la résonance et en charge du circuit oscillant; c'est donc une résistance pure. Par v_o, on désigne la tension aux bornes de ce circuit oscillant.

Les conditions d'adaptation seront respectées quand :

$$\frac{v_c^2}{v_b^2} = \frac{a_b^2}{a_c^2} = \frac{\rho_g}{r_h} . \tag{335}$$

De plus, à la limite d'entretien, le gain propre du transistor doit être égal aux pertes d'insertion dues au circuit oscillant. On peut donc écrire que la puissance d'entrée que reçoit le transistor doit être égale à sa puissance de sortie, diminuée des pertes dans Z_o, soit :

$$v_b\, i_b = G\, v_b\, i_b - \frac{v_o^2}{Z_o} . \tag{336}$$

En remarquant que $v_o = a_c v_c = a_b v_b$, on déduit des relations (335) et (336) :

$$a_c^2 = \frac{Z_o\,(G - 1)}{\rho_g} . \tag{337}$$

En toute rigueur, Z_o devrait comprendre non seulement les pertes propres au circuit oscillant et la charge extérieure (non représentée dans les figures), mais aussi les pertes dues aux résistances d'entrée et de sortie du transistor. En pratique, il est cependant possible de négliger ces dernières, puisque le couplage au transistor est lâche. Pour cette dernière raison, on peut également admettre que le transistor sera chargé et attaqué par des résistances suffisamment faibles pour qu'on puisse négliger la réaction interne. Dans ces conditions, il sera possible d'utiliser l'expression (307 *a*) pour calculer le gain en puissance; il suffira d'y remplacer R_c par Z_o/a_c^2. En portant la relation ainsi obtenue dans (337), et en résolvant par rapport à a_c, on obtient, en admettant $G \gg 1$:

$$a_c^4 = \frac{Z_o^2\, s^2\, r}{\rho_g\,[1 + (f^2/f_b\, f_s)]} ; \tag{338}$$

et on peut finalement déterminer a_b par (335).

En reprenant, pour un exemple, les caractéristiques de transistor indiquées dans le dernier chapitre, on trouve, pour $Z_o = 100$ kΩ et une fréquence d'oscillation de 600 kHz :

$$a_c = 26;\ a_b = 100;\ R_c = 150\ \Omega;\ G = 310 \cong 25\ \text{dB}.$$

La dernière grandeur, représentant les pertes d'insertion, est ici assez élevée puisqu'on a cherché des conditions d'adaptation très particulières.

Avec un bobinage de 100 spires, il faudrait donc, suivant cet exemple, une spire pour l'enroulement de base et quatre pour celui de collecteur. La

condition du couplage pratiquement égal à l'unité ne pourra donc être réalisé que dans le cas d'un enroulement très compact. En d'autres termes, les rapports de transformation calculés ici constituent un maximum qu'il convient souvent de corriger lors de la mise au point expérimentale.

Le procédé de calcul exposé ici ne semble plus applicable au-delà de la fréquence de coupure de la pente. Or, la réaction interne qui intervient alors contribue à favoriser la naissance d'oscillations qui, par ailleurs, ne seraient plus si faciles à obtenir à cause des imperfections de couplage observées aux fréquences élevées. Il y a donc une sorte de compensation qui fait que l'application de ce calcul est encore possible à des fréquences relativement élevées.

Bien entendu, la stabilité en fréquence d'un oscillateur dépend aussi de la façon qu'on y connecte ou couple la charge, et de la nature de cette dernière. L'étage tampon est ici un moyen classique que nous ne ferons que mentionner, de même que la possibilité d'obtenir une influence particulièrement réduite sur le circuit oscillant en assurant l'entretien par un amplificateur à plusieurs étages.

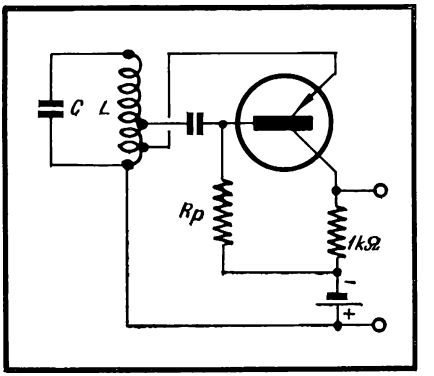


Fig. 349. — Oscillateur travaillant dans le montage collecteur commun.

Schémas d'oscillateurs.

Dans le schéma de la figure 347, le signal entretenant le circuit oscillant était transmis par un enroulement de collecteur. Une liaison par capacité, une prise sur le bobinage et un diviseur capacitif de tension sont d'autres possibilités de couplage fréquemment utilisées. En les combinant avec les trois montages fondamentaux et les procédés de polarisation ou d'alimentation série et parallèle, on obtient un nombre de schémas suffisamment prodigieux pour que leur seule énumération dépasserait le cadre de ce livre. D'ailleurs, en s'inspirant de l'exemple de calcul qui précède, et des relations habituellement utilisées dans le domaine du tube, le traitement mathématique de ces oscillateurs sera facile dans la plupart des cas.

En dehors du montage de la figure 347, travaillant en émetteur commun, on utilise fréquemment celui de collecteur commun de la figure 349. La charge se trouvant placée ici dans le circuit d'émetteur, l'impédance de sortie est approximativement égale à l'inverse de la pente du transistor, donc relativement faible. Cela explique que les variations de charge ont une influence rela-

tivement réduite sur les conditions de fonctionnement; les oscillations ne cessent même pas, lorsqu'on court-circuite la charge. Ce montage est équivalent à celui connu sous le nom d' « ECO » dans le domaine du tube.

Le schéma d'un oscillateur travaillant en base commune est représenté dans la figure 350. Ici, l'entretien des oscillations est assuré par un condensateur de 22 pF connecté entre entrée et sortie, c'est-à-dire entre collecteur et émetteur. Comme le fonctionnement de cet oscillateur est basé sur le déphasage qu'on observe à cause des éléments r_{bb} et c_{be}, il ne fonctionne que difficilement en dessous de la fréquence de coupure du gain en courant. Aux fréquences élevées, on peut en améliorer les performances en remplaçant la

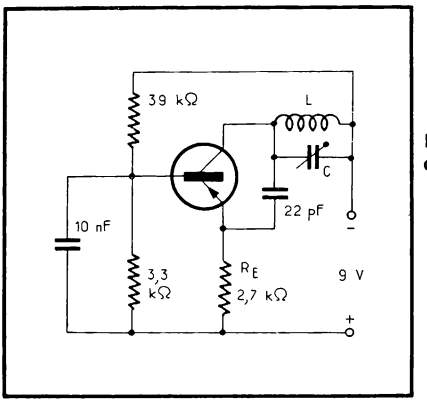


Fig. 350 (ci-contre). — Cet oscillateur B.C. est utilisable aux fréquences élevées.

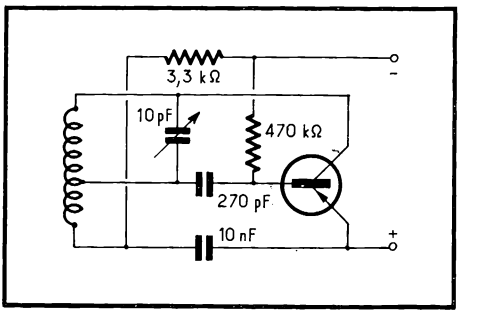


Fig. 351 (ci-contre). — Ce transistor « drift » n'oscille à 100 MHz que si les tensions de collecteur et de base se trouvent en phase. La tension d'alimentation se trouve découplée par une résistance de 3,3 k Ω et un condensateur de 10 nF.

résistance R_E par une bobine d'arrêt. L'avantage pratique de ce montage réside dans le fait qu'il y a ni enroulement auxiliaire, ni prise sur le bobinage, ce qui facilite la commutation.

Pour le transistor avec lequel a été expérimenté le schéma de la figure 351, la fréquence de gain en puissance unité, calculée d'après (318), est égale à 115 MHz. On est arrivé à le faire fonctionner effectivement sur 105 MHz; mais, comme le schéma le montre, il a été nécessaire, pour cela, d'appliquer sur la base une tension se trouvant en phase avec celle de collecteur. Inhabituelle pour un montage émetteur commun, cette disposition s'explique du fait que la rotation de phase interne, due à r_{bb} et c_{be}, est voisine de 90° à une fréquence aussi élevée; de plus, la réaction interne ne pourra avoir une influence favorable que si la différence entre les fréquences d'accord et d'oscillation cor-

respond à une différence de phase de 45°, c'est-à-dire à une résistance d'entrée tendant à devenir négative. A des fréquences aussi élevées, la mise au point d'un oscillateur travaillant en E.C. présente donc certaines difficultés; on préfère souvent un montage B.C. suivant figure 350 dont la plus forte réaction interne facilite le fonctionnement, mais qui n'est pas capable, pour autant, de produire de fréquences plus élevées que le montage E.C. Avec certains transistors « drift » (SFT 357, *COSEM*), on obtient des fréquences d'oscillation de 400 et 500 MHz avec un montage suivant figure 351.

Oscillateurs à quartz.

La meilleure stabilité de fréquence est obtenue avec un oscillateur à quartz conçu suivant le principe du montage Clapp (fig. 352). Les valeurs indiquées

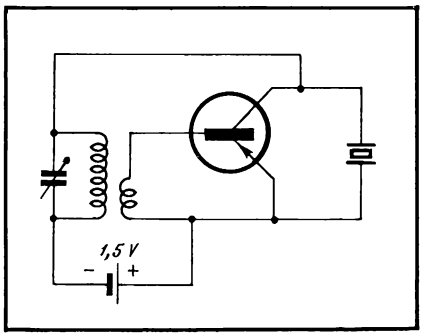


Fig. 352 (ci-contre). — Oscillateur à quartz.

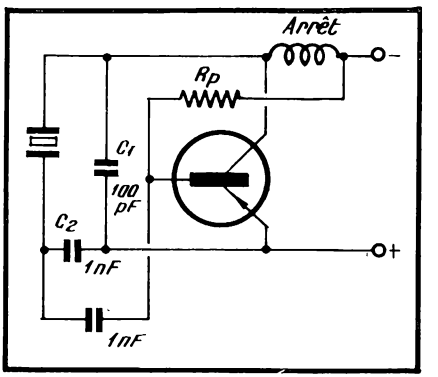


Fig. 353 (ci-contre). — Un standard de fréquence à quartz et transistor.

pour les capacités C_1 et C_2 sont valables pour une fréquence d'oscillation de l'ordre du mégahertz. Si on observe des difficultés à obtenir l'oscillation, il est indiqué de remplacer la bobine d'arrêt par un circuit oscillant parallèle. Ce circuit sera accordé sur la fréquence du quartz ou, si on veut travailler en « overtone », sur une harmonique impaire. A des fréquences de 10 MHz et plus, il suffit de connecter le quartz entre collecteur et base, en supprimant tous les condensateurs du montage.

En connectant le quartz entre émetteur et collecteur d'un oscillateur du type courant, on arrive à en stabiliser la fréquence. Ce procédé trouve une intéressante application dans les standards de fréquences.

Un standard de fréquences sert à l'étalonnage des générateurs H.F.; il comporte un oscillateur à cristal donnant une fréquence bien connue. En produisant des harmoniques de cette fréquence, on obtient des marques d'étalonnage sur des fréquences régulièrement distantes. L'étalonnage est d'autant

plus précis que ces marques sont plus rapprochées. On doit donc travailler avec une fréquence fondamentale de 100 ou 50 kHz, et les quartz correspondants sont assez chers.

Dans le montage de la figure 353, un transistor à jonctions travaille avec un circuit d'entrée accordé sur une fréquence de 100 ou 50 kHz, mais le quartz résonne sur 400 ou 500 kHz. Par surcouplage, on obtient une oscillation très riche en harmoniques. Le quartz résonnant sur l'une d'elles, il synchronise en même temps la fondamentale. On peut ainsi obtenir une démultiplication de la fréquence jusqu'à un rapport de 10 et produire des fréquences relativement basses avec un quartz assez bon marché.

Oscillateurs R.-C.

Seul le montage E.C. convient pour obtenir des oscillations avec un seul étage et sans adaptation d'impédance, car les deux autres montages fondamentaux ont des amplifications de courant ou de tension inférieures à l'unité. Or, le montage E.C. introduit une inversion de phase qui interdit toute oscillation à moins qu'on ne compense cette inversion par un circuit déphaseur. Ce circuit peut être constitué par trois cellules R-C; un exemple de réalisation est donné dans la figure 354 (*Intermetall*). L'oscillateur travaille sur une fréquence voisine de 1 000 Hz; on règle R_p de façon à se trouver au voisinage de la limite d'entretien; c'est de cette façon qu'on obtient le signal le plus pur. L'amplification de courant du transistor utilisé doit être de l'ordre de 50, ou supérieure.

Le gain du transistor peut être plus réduit, lorsqu'on travaille avec une résistance de charge relativement élevée. Les trois cellules R-C sont alors à concevoir de façon que leur impédance diminue en allant du collecteur vers la base. Cette technique est apparente à celle quelquefois utilisée dans le domaine du tube électronique, sauf qu'on cherche alors une augmentation de l'impédance en allant de la plaque vers la grille.

L'oscillateur de la figure 354 délivre une tension de sortie de 1,5 V_{eff}, avec une tension d'alimentation de 6 V, on obtient une puissance de sortie de

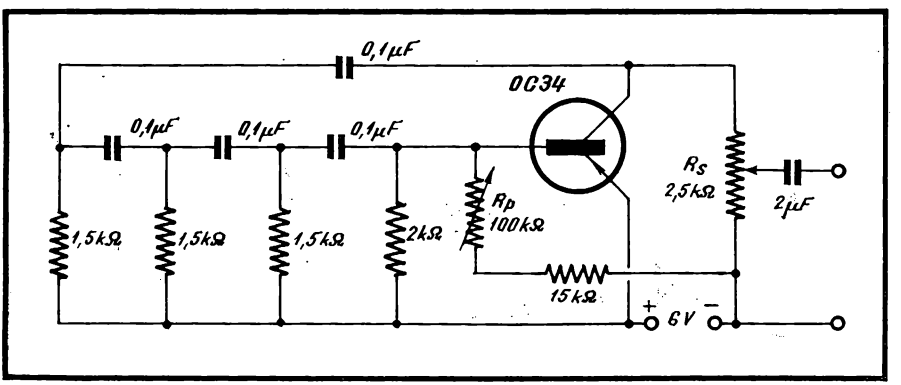


Fig. 354. — Cet oscillateur R-C travaille sur une fréquence de l'ordre de 1 000 Hz.

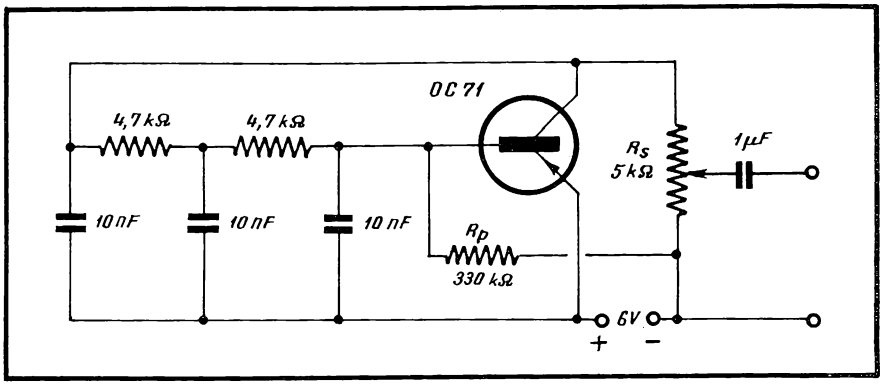


Fig. 355. — Ce principe de déphaseur est préférable pour obtenir, avec un transistor B.F., des fréquences d'oscillation de plusieurs kilohertz.

0,3 mW. L'amplitude du signal peut être réglée par le potentiomètre de 2,5 kΩ constituant la résistance de charge.

Le montage de la figure 355 est préférable, si on veut atteindre des fréquences plus élevées. Dans ce montage, la capacité d'entrée du transistor se trouve, en effet, mise en parallèle avec le dernier condensateur déphaseur; son effet reste ainsi très faible. La chaîne de déphasage ne comporte que deux résistances, la troisième étant constituée par la résistance de charge R_s du transistor. Le montage en question permet d'atteindre des fréquences d'oscillation de l'ordre de 20 kHz avec des transistors B.F.; les valeurs indiquées pour les condensateurs correspondent à une fréquence de 8 kHz.

Il est également possible de réaliser des oscillateurs R-C à deux étages en utilisant les procédés couramment employés avec les tubes électroniques. Plusieurs exemples de réalisation sont donnés, à ce sujet, dans le livre *Les Transistors au Laboratoire et dans l'Industrie* (Editions Radio).

TECHNIQUE DES RÉCEPTEURS

Détection par diode.

Pour que l'amplificateur B.F. qui suit un étage de détection puisse travailler avec un rendement optimum, on est tenté d'adapter l'impédance du circuit de détection à celle de l'entrée de l'étage B.F. Les considérations qui suivent nous montreront qu'on doit travailler, dans ces conditions, avec des tensions trop faibles pour que la détection puisse être linéaire.

Supposons que le dernier étage M.F. soit alimenté par une tension continue de 6 V. La tension alternative aux bornes du circuit oscillant de collecteur ne peut alors dépasser 4 V_{eff} sans qu'il y ait distorsion. L'impédance de ce circuit oscillant est de l'ordre de 100 kΩ. Si nous supposons le détecteur chargé par une résistance de 1 000 Ω (résistance d'entrée du premier transistor B.F.), sa résistance d'entrée sera égale à la moitié de cette valeur (500 Ω), et

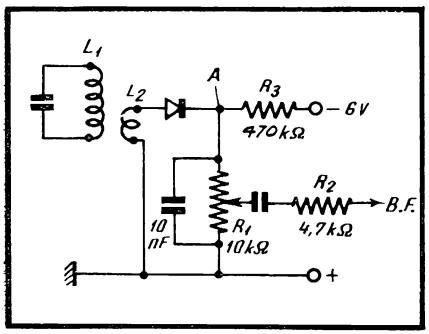


Fig. 356. — Une polarisation de la diode permet un meilleur rendement de la détection.

le rapport de transformation devra être de 14. Il nous reste donc, au secondaire de notre transformateur de détection, une tension de 0,28 V_{eff}; et cela est insuffisant pour obtenir une détection linéaire avec les diodes à pointe courantes.

On préfère donc adopter un rapport de transformation plus bas, de l'ordre de 5; cela permet de détecter des tensions de l'ordre du volt. La figure 356 montre comment on évite, dans ce cas, un amortissement prohibitif du circuit M.F. La diode travaille non seulement sur la résistance de charge R_1, mais également sur la résistance d'entrée du transistor B.F.; pour éviter que cette dernière n'amortisse le circuit quand le curseur du potentiomètre R_1 se trouve près de la diode, on intercale une résistance R_2 qui assure, en même temps, un fonctionnement en commande par courant de l'étage B.F.

Le diviseur de tension R_1-R_3 (fig. 356) sert à polariser la diode de façon que le point de repos se trouve au-delà du coude de la caractéristique. Cette

dernière ayant, du moins théoriquement, une allure exponentielle, l'emplacement de ce « coude » dépend essentiellement de la tension de sortie qu'on désire obtenir et de la résistance de charge du détecteur. Comme on le voit d'après les courbes de la figure 357 qui ont été relevées avec une même diode, mais tracées avec des échelles différentes de courant direct, ce coude peut être

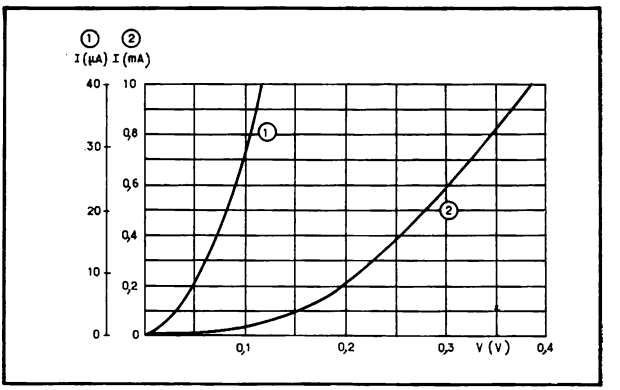


Fig. 357. — Le « coude » d'une diode à semiconducteur dépend essentiellement de l'intensité de courant à laquelle on travaille.

situé, dans tous les cas intéressant la détection dans les récepteurs, entre 30 et 200 mV. Les courbes de la figure 357 sont approximativement valables pour toute diode au germanium, à pointe ou à jonction, de faible puissance, et de fabrication récente. Certaines anciennes diodes à pointe au germanium présentent un coude voisin de 0,5 V; cette valeur atteint même 1 V pour certaines diodes au silicium.

Le condensateur de 10 nF ferme le circuit de détection pour la H.F. et évite que cette dernière ne parvienne à l'amplificateur B.F. Quand on applique un signal d'amplitude croissante, la composante continue accumulée aux bornes du condensateur va d'abord s'annuler, puis devenir positive par rapport à la masse. On peut donc utiliser cette composante continue pour un réglage d'antifading. Toutefois, même à la limite de saturation de l'étage précédent, la tension ainsi obtenue n'est qu'une fraction de volt; un tel procédé de réglage ne saurait donc être très efficace.

Détection par transistor et antifading amplifié.

La diode que constituent émetteur et base d'un transistor peut être utilisée pour une détection qui se trouve alors accompagnée d'une amplification B.F.

Un montage pratique est indiqué dans la figure 358. La base du transistor est polarisée par un diviseur de tension R_1-R_2 à une valeur de 0,07 V qui correspond au seuil de détection; cette tension est filtrée par le condensateur C_1. Dans ces conditions, seules les alternances négatives du signal sont amplifiées par le transistor. Le courant de collecteur, filtré par les condensateurs C_2 et C_3, reproduit alors les variations constituant l'enveloppe du signal H.F. appliqué. Comme l'amplification H.F. importe peu dans ce cas, on peut utiliser un transistor B.F. avec un assez bon rendement.

La valeur moyenne du courant de collecteur est proportionnelle à l'amplitude moyenne du signal détecté. La chute de tension sur la résistance de charge R_3 est également proportionnelle à cette amplitude. En d'autres termes, le transistor *amplifie* la composante continue de détection. On peut prélever une partie de la tension ainsi amplifiée au moyen d'un diviseur de tension R_4-R_5 et l'appliquer aux bases des transistors à réguler. Evidemment, la tension ainsi obtenue au point A sera légèrement négative, même en l'absence de signal, et généralement trop élevée pour pouvoir servir directement de tension de polarisation aux transistors régulés. Il faut donc également rendre légèrement négatifs les émetteurs de ces derniers; nous verrons à l'étude des amplificateurs M.F. comment on y parvient.

Il faut remarquer qu'une augmentation de la température fera accroître le courant de collecteur dans le transistor détecteur; le point A deviendra donc moins négatif. La polarisation des transistors régulés se trouvera ainsi diminuée, ce qui compensera assez efficacement l'effet de température de ces transistors. Avec une détection par transistor, le problème de la correction de température dans l'amplificateur M.F. se trouve donc largement simplifié.

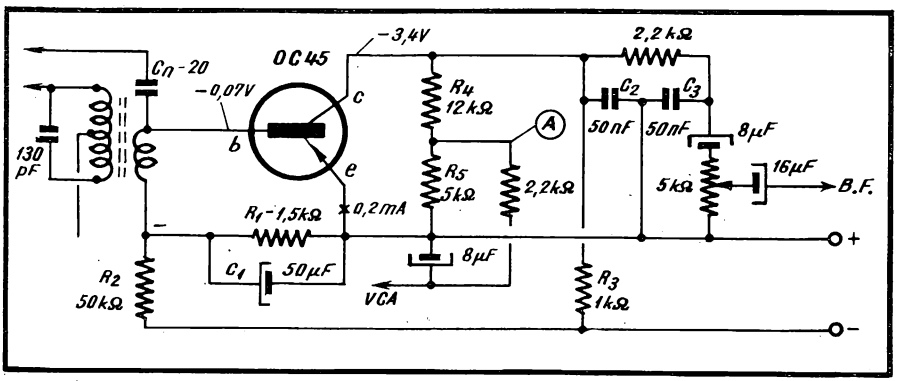


Fig. 358. — Le transistor détecteur amplifie le signal de basse fréquence aussi bien que la composante continue, utilisée pour l'antifading.

Il est également possible d'opérer une détection par diode et d'amplifier simultanément, dans le premier étage B.F., les composantes alternative et continue (fig. 359). Ici, le diviseur de tension R_1-R_2-R_3, découplé par C_1 et C_2, crée une tension de polarisation qui est appliquée directement à la diode (par l'enroulement de détection) et, à travers une résistance de 3 kΩ, à la base du transistor. Tout comme dans le montage précédent, on a avantage à choisir R_1 relativement faible, afin que la composante continue de détection, accumulée sur C_1, ne compense pas celle que le transistor doit amplifier.

Cette dernière étant appliquée au transistor après filtrage, la tension de collecteur pourra être, à la limite, égale à la tension de déchet. Le réglage automatique de sensibilité sera donc ici plus facile à réaliser et plus efficace que précédemment où la tension moyenne aux bornes de la charge doit toujours rester inférieure à $1/\pi$ fois la tension d'alimentation, puisqu'on a ici un

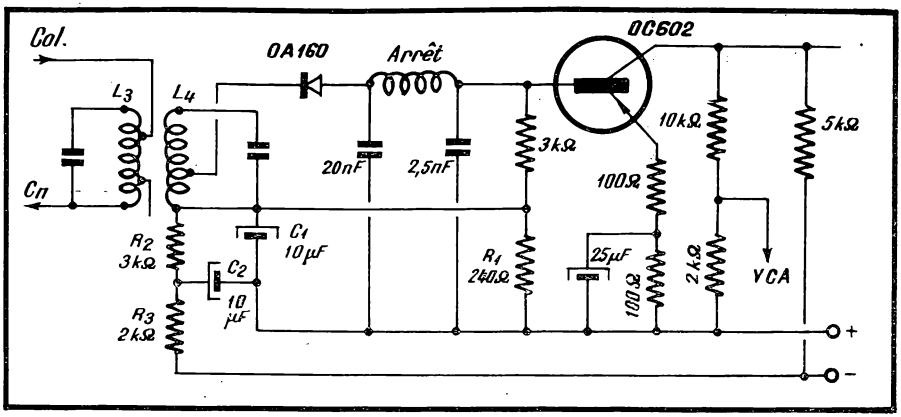


Fig. 359. — Pour obtenir une tension d'antifading de forte amplitude, la composante continue de détection est amplifiée par le premier étage B.F.

redressement d'une alternance effectué sur une source de forte impédance interne.

Dans les récepteurs ne comportant que deux ou trois transistors, on cherche souvent à augmenter la sensibilité d'une détection par transistor en introduisant une réaction. De tels montages étant commentés dans notre livre « Initiation à la Technique des Récepteurs à Transistors » (*Editions Radio*), nous nous contenterons ici du cas du récepteur superhétérodyne.

Réalisation des amplificateurs M.F.

Les amplificateurs M.F. des récepteurs à transistors sont généralement accordés sur des fréquences comprises entre 450 et 480 kHz. Dans les chapitres précédents, nous avons déjà vu le calcul et le neutrodynage de tels amplificateurs; nous traiterons ici uniquement la question des circuits de polarisation et de découplage.

Le schéma-type d'un étage d'amplification M.F. est indiqué dans la figure 360. La tension d'antifading est découplée par une résistance R_1 et un condensateur C_1; la valeur du premier est de l'ordre du kiloohm; une capacité de 10 nF suffit pour le second bien que souvent on prévoit plusieurs microfarads. Dans ce dernier cas, le condensateur détermine la valeur de la constante de temps de l'antifading; et on se passe de toute autre cellule de filtrage à la sortie de la détection.

Le diviseur de la tension R_2-R_3 maintient l'émetteur à un potentiel plus positif d'environ 0,1 V que celui qui existe aux points A des figures 356 et 358. Pour le calcul de ce diviseur de tension, il faut également tenir compte du courant d'émetteur I_e qui est habituellement compris entre 0,5 et 1 mA. Si on choisit assez grande la valeur de R_3, le transistor trouve automatiquement sa

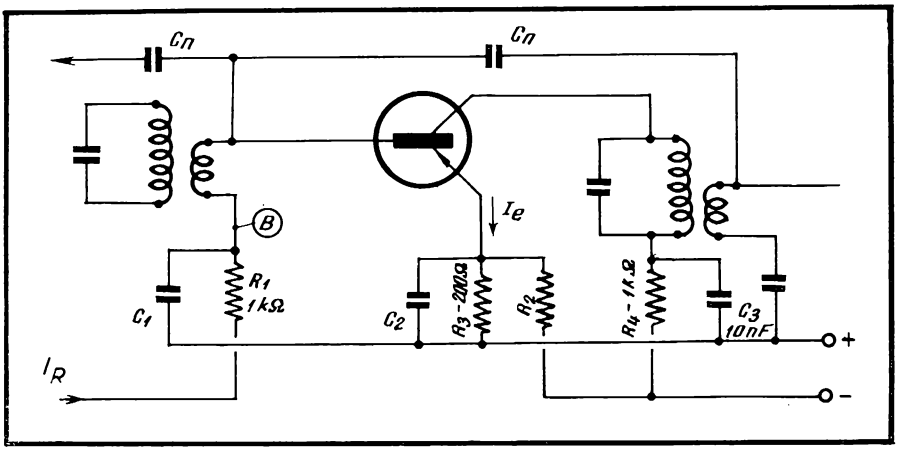


Fig. 360. — Schéma type d'un étage d'amplification moyenne fréquence.

polarisation exacte, mais l'action de l'antifading devient moins efficace, car R_3 introduit une contre-réaction en courant continu.

Pour la stabilité en température, il serait également indiqué de choisir une valeur élevée pour R_3. Toutefois, cette question est peu importante dans le cas du transistor H.F. qui possède un courant initial de collecteur plus faible que le transistor B.F. De plus, si on opère une détection suivant les schémas des figures 358 ou 359, la correction de température introduite par le transistor détecteur est déjà suffisante.

Les valeurs qu'on utilise en pratique pour R_3 sont comprises entre 100 Ω et 2 kΩ; celle de R_2 dépend de la tension d'alimentation et du niveau de l'antifading au repos. Le condensateur C_2 découplant R_2 et R_3 peut rejoindre soit la masse, soit le point B.

Pour éviter des réactions parasites sur la ligne d'alimentation, il est indiqué de découpler le circuit de collecteur par une résistance de l'ordre du kiloohm (R_4) et un condensateur d'une dizaine de nanofarads (C_3). Ce dernier peut également rejoindre l'émetteur.

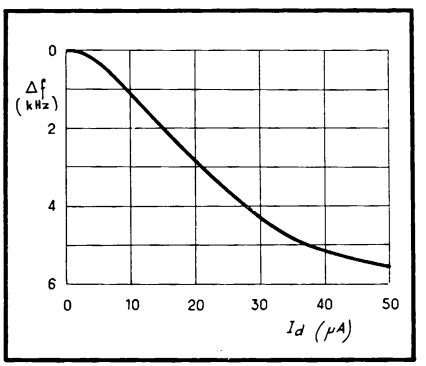
Souvent, afin de diminuer la possibilité d'une saturation aux fortes amplitudes, on n'applique pas de réglage d'antifading à l'étage précédant la détection. On peut alors supprimer R_2 et appliquer au point B une polarisation au moyen d'un diviseur de tension dont les extrémités reçoivent la tension d'alimentation. Pour le calcul de ce diviseur, les indications données dans le chapitre relatif à la correction de température restent valables.

Dans les récepteurs à cadre, on prévoit généralement deux étages d'amplification M.F. Un seul étage peut être suffisant, quand on travaille avec une antenne extérieure, ou avec des transistors « drift » de fort gain en courant dans les étages de conversion et M.F.

Influence de l'antifading sur l'accord et la sélectivité.

Lors de l'étude du transistor en H.F., on a vu que les résistances et capacités d'entrée et de sortie varient avec le courant de collecteur. Comme l'antifading agit sur ce dernier, il provoque, à la fois, un désaccord et une variation de l'amortissement des circuits M.F. La courbe 1 de la figure 361, relative à un montage comme celui de la figure 360, montre que la bande passante B varie dans un rapport supérieur à deux lorsque le courant de réglage passe de 0 à 40 μA. La sélectivité devient donc d'autant plus forte qu'une émission est plus confortablement reçue; en général, c'est précisément le contraire qui est souhaitable. En fait, l'effet de rétrécissement de la bande passante se trouve quelque peu compensé du fait de la variation d'accord qu'implique l'antifading et qui se trouve illustrée par la figure 362. Dans un récepteur comportant un étage de conversion auto-oscillante et deux étages M.F., on doit se contenter d'appliquer l'antifading au premier étage M.F., car dans le cas de l'étage de conversion, il agirait sur l'oscillateur, et dans celui du second étage M.F., l'amplitude du signal est suffisamment forte pour que le réglage provoque une distorsion.

Fig. 361 (ci-contre). — Si on ne prend certaines précautions, la largeur de bande d'un amplificateur varie fortement sous l'influence de l'antifading.



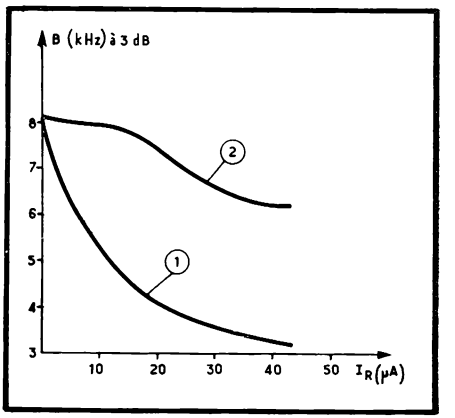


Fig. 362 (ci-contre). — L'antifading est également susceptible de provoquer un glissement de la fréquence d'accord de l'amplificateur de moyenne fréquence.

C'est donc uniquement la fréquence d'accord du premier étage M.F. qui se trouve affectée par l'antifading. Le résultat est alors un amplificateur à circuits irrégulièrement décalés, ce qui ne va pas sans provoquer quelque distorsion.

Comme déjà mentionné plus haut, une distorsion est également à craindre, lorsqu'on travaille avec des signaux d'amplitude trop forte. La courbe 1 de la figure 363 donne un exemple relatif à un étage alimenté sous 6 V et fonc-

tionnant avec une tension alternative de collecteur de 0,5 V_{eff}. Une distorsion apparaît ici dès que le transistor se trouve régulé au cinquième du gain nominal.

On peut pratiquement supprimer ces imperfections du réglage d'antifading en faisant agir ce dernier non seulement sur le transistor, mais aussi sur l'amortissement de son circuit oscillant de base. Le schéma expérimental de la figure 364 montre, comment on y arrive grâce à une diode supplémentaire qui, accessoirement, permet d'obtenir un antifading différé, c'est-à-dire n'agissant qu'à partir d'un certain niveau de signal. Tant que (fig. 364) la tension de réglage V_R est plus négative que celle définie par le diviseur R_1-R_2, la diode restera bloquée et n'aura pas d'influence notable sur le circuit oscillant. Quand, par contre, V_R devient positive, un courant I_R commence à circuler; ce courant tendra à rendre la base moins négative ce qui fait que la pente du transistor diminue. En même temps, le circuit oscillant se trouve amorti par la

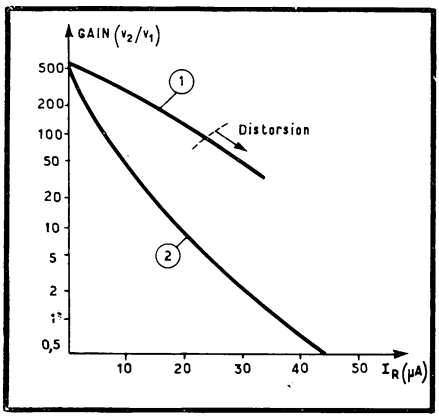


Fig. 363. — Lorsqu'on demande une amplitude élevée à la sortie de l'étage, l'antifading peut provoquer une distorsion par surmodulation.

résistance de conduction de la diode et par R_3, ce qui compense assez efficacement l'augmentation que l'antifading fait subir à la résistance d'entrée du transistor.

La courbe 2 de la figure 361 montre que, avec ce montage, la variation de la bande passante devient beaucoup moins sensible. De plus (fig. 363, courbe 2), le gain peut maintenant devenir inférieur à l'unité sans qu'il y ait de distorsion. Finalement, grâce à la capacité de conduction de la diode auxiliaire, la variation d'accord reste parfaitement imperceptible.

Pour faciliter les mesures, le générateur de commande v_1 a été connecté, dans la figure 364, par l'intermédiaire d'un condensateur de 33 pF à l'entrée de l'étage étudié. En pratique, le problème de la liaison avec l'étage précédent pourra être résolu suivant le principe indiqué dans la figure 365.

Une version différente du montage avec diode d'amortissement est représentée dans la figure 366. Dans cet amplificateur M.F. complet, la composante continue issue de la détection effectuée par D_1 est appliquée directement dans le circuit de base du premier étage qui se trouve ainsi régulé de façon non différée. La diode d'amortissement D_2 se trouve connectée entre le négatif d'alimentation du premier étage M.F. et le point « chaud » du circuit de collecteur de l'étage de conversion. Vu les différences entre les résistances de

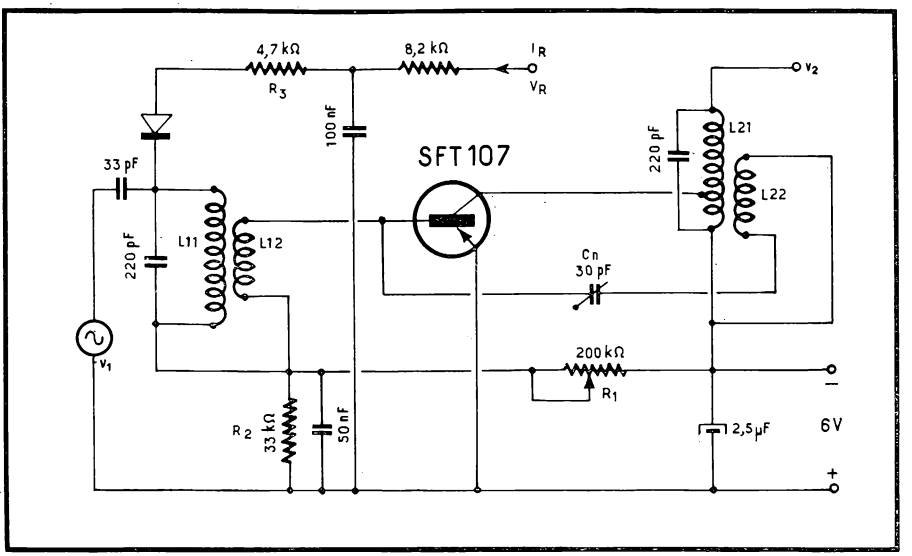


Fig. 364. — La diode d'amortissement diminue les effets de rétrécissement de bande, de glissement de fréquence et de distorsion dus à l'antifading.

découplage R_1 et R_2, la diode D_2 reste bloquée tant que les courants continus de collecteur des deux transistors sont du même ordre de grandeur. Mais quand l'antifading, agissant seulement sur le premier étage M.F., en a suffisamment diminué le courant de collecteur, D_2 deviendra conductrice et aura alors le même effet d'amortissement différé que précédemment.

Pour obtenir une écoute agréable des stations locales, il est souhaitable que la bande passante de l'amplificateur M.F. augmente avec l'amplitude du signal incident. On peut y parvenir, assez simplement, en prévoyant une liaison par circuits couplés entre les deux étages M.F., les autres liaisons pouvant rester des circuits oscillants simples. On s'arrangera pour que la liaison intermédiaire travaille au couplage critique aux signaux faibles, c'est-à-dire tant

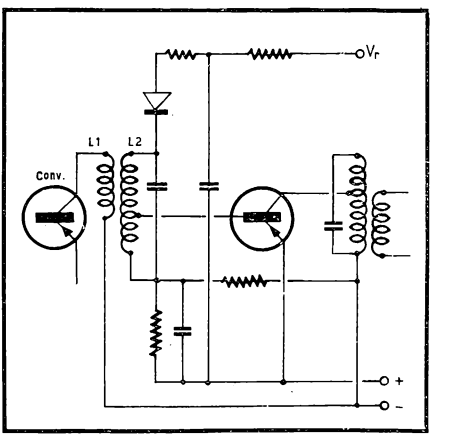


Fig. 365. — Le transformateur de liaison d'un amplificateur utilisant le principe de la figure 364 doit comporter un enroulement de collecteur.

que l'antifading n'agit pas. Les courbes de résonance (fig. 367*a*) du circuit simple (C.O.) et du transformateur accordé (T.A.) donnent alors une résultante assez pointue, indiquant une bonne sélectivité. En présence d'un signal fort, l'antifading diminue l'amortissement des circuits précédant et suivant l'étage régulé. Dans le cas de la liaison par circuits couplés, cela se traduit essentiellement par un surcouplage (fig. 367*b*). De plus, la courbe du circuit simple devient plus pointue; et on obtient une résultante à sommet très large. L'oscillogramme de la figure 368, relatif à un amplificateur M.F. à liaison par circuits couplés, équipé de transistors à barrière de surface, et publié dans le livre *Initiation à la Technique des Récepteurs à Transistors* montre que, en pratique, il faut également tenir compte de l'effet de désaccord. Par expositions successives, on a photographié ici les courbes de résonance observées

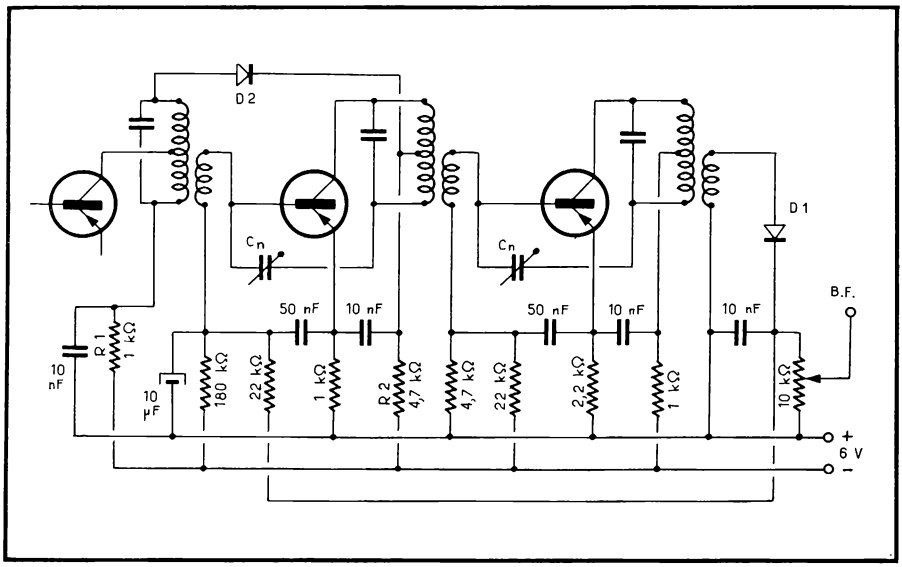


Fig. 366. — L'action de la diode d'amortissement se trouve commandée par le courant de collecteur du transistor auquel l'antifading est appliqué.

à deux niveaux très différents de régulation. On voit que l'effet de désaccord se traduit essentiellement par un arrondi de la courbe à fort niveau, tandis que le décalage en fréquence est suffisamment peu important pour ne pas gêner en pratique.

Un résultat semblable pourra être obtenu avec l'amplificateur suivant figure 369. Ici, deux des liaisons ont été effectuées par circuits couplés. De plus, ce schéma comporte la particularité d'être réalisé avec le négatif à la masse; cette disposition, nécessitant des découplages quelque peu particuliers, est souvent utilisée dans les récepteurs de voiture. Il est, évidemment, possible de combiner le principe de la diode d'amortissement avec celui de la liaison par circuits couplés.

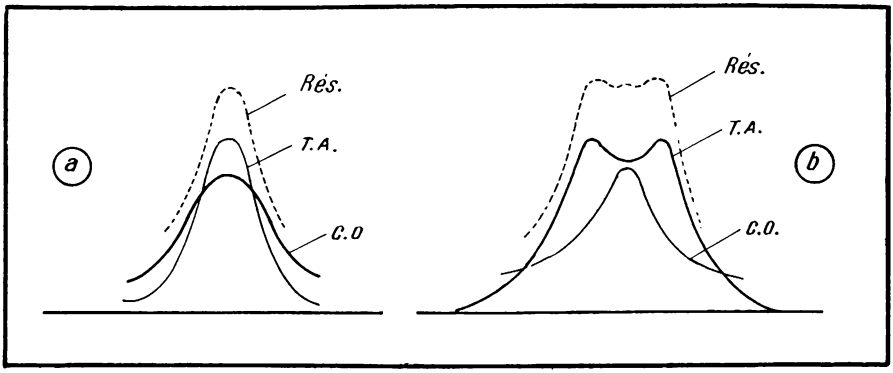


Fig. 367. — Les propriétés des circuits couplés peuvent être utilisées pour obtenir une augmentation de la largeur de bande aux signaux forts.

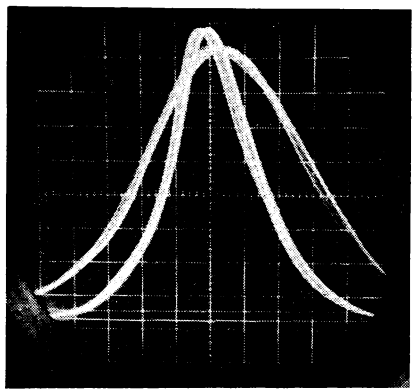


Fig. 368. — Vobulogramme illustrant l'action de l'antifading dans le cas d'une liaison par circuits couplés.

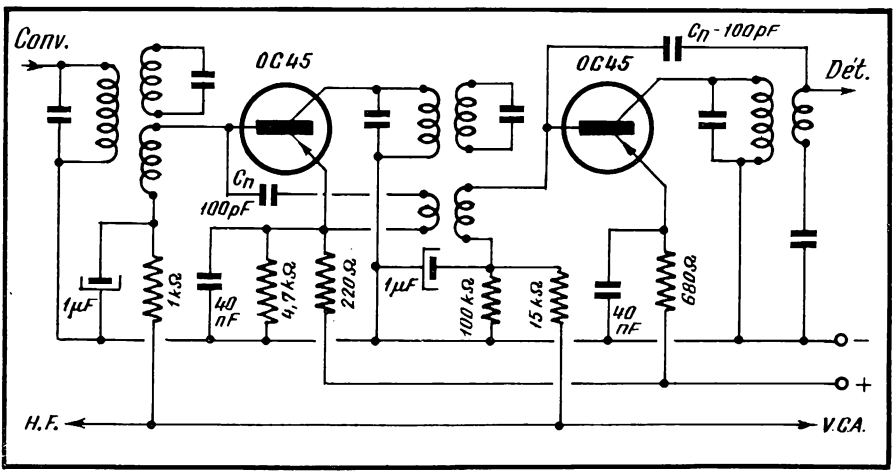


Fig. 369. — Amplificateur à deux liaisons par circuits couplés; l'antifading est entièrement appliqué au premier, et partiellement au second étage.

Conversion et amplification H.F.

Un changement de fréquence peut être assumé par un transistor de conversion dans lequel on mélange le signal incident avec celui produit par l'oscillateur local, équipé d'un autre transistor. Cette solution du changement de fréquence par deux transistors à l'avantage qu'on peut appliquer l'anti-fading au transistor de conversion. Cela n'est pas possible lorsqu'on utilise un même transistor à la fois pour effectuer la conversion et pour produire les oscillations locales. Cependant, cette solution est parfaitement équivalente à la première en ce qui concerne le gain de conversion; elle est même préférable quant à la puissance consommée. Le changement de fréquence à deux transistors n'est ainsi que très rarement utilisé en pratique, car, si on veut faire la dépense d'un transistor supplémentaire, il est de loin préférable de l'utiliser dans un étage d'amplification H.F. auquel, bien entendu, il est possible d'appliquer l'antifading.

Le schéma-type d'une conversion à un seul transistor est reproduit dans la figure 370, les données étant valables pour la gamme P.O. où le transistor utilisé donne un gain de conversion de 28 dB. Il s'agit là, bien entendu, d'un gain en puissance; ce gain a été mesuré avec une résistance de charge de 680 Ω au secondaire du transformateur M.F. Cette dernière valeur correspond à celle de la résistance d'entrée du premier étage M.F.; si on veut travailler à une valeur différente, il suffit d'en tenir compte lors de l'établissement du transformateur M.F.

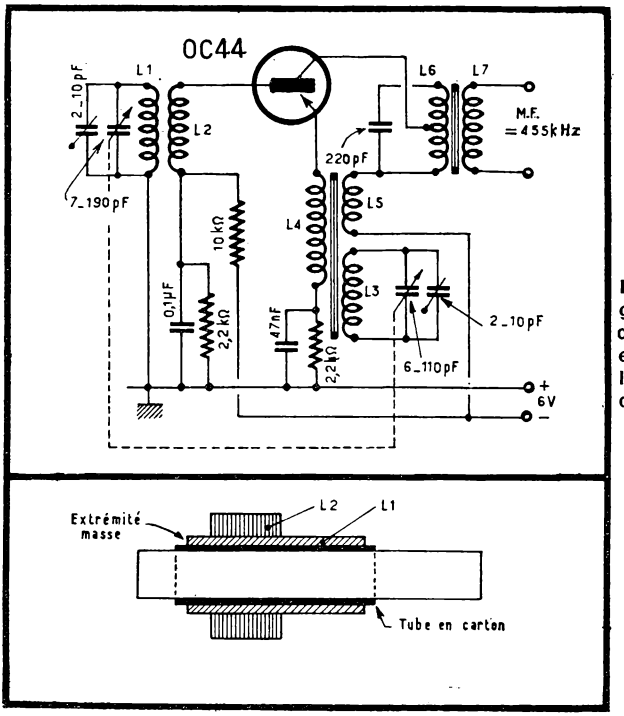


Fig. 370 et 371. — Changement de fréquence par conversion auto-oscillante et disposition des enroulements sur le collecteur d'ondes, pour la gamme P.O.

Le circuit d'entrée est constitué, dans le schéma de la figure 370, par un bâtonnet de Ferroxcube IV B d'une longueur de 200 mm et qui porte, pour le circuit accordé (gamme P.O.), 77 spires de fil divisé — à 32 conducteurs de 4/100 de mm — bobinées jointivement sur un tube de carton d'un diamètre extérieur de 12 mm. L'enroulement L_2 qui applique la tension de réception à la base du transistor est constitué de 5 spires en fil de 3/10 de mm. Le dessin de la figure 371 montre la disposition de ces enroulements.

Les oscillations locales sont engendrées entre collecteur et émetteur; le montage travaille donc, pour cette fonction, en base commune. La fréquence de ces oscillations est définie par un condensateur variable et le bobinage L_3 qui comporte 54 spires du même fil divisé que précédemment. On utilise un

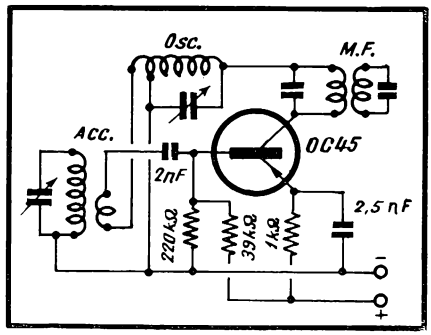


Fig. 372. — Dans ce montage de changement de fréquence, la bobine de l'oscillateur local ne comporte qu'un seul enroulement, avec prise.

noyau D 18/12 en Ferroxcube III B 3 avec un entrefer de 1 mm. Les enroulement L_4 et L_5 comportent respectivement 2 et 5 spires en fil de 3/10 de mm.

Le même noyau que précédemment est utilisé pour le transformateur M.F. dont l'enroulement accordé L_6 comporte 65 spires en fil divisé de 16 brins de 4/100 de mm; la prise pour le collecteur est affectée à la 52e spire, à compter de l'extrémité connectée à L_5. La bobine L_7 comporte 3 spires en fil de 3/10 de mm. La fréquence d'accord de ce transformateur est de 455 kHz.

Si les bobinages sont correctement établis, ils doivent présenter les surtensions à vide suivantes : 150 pour L_1, 45 pour L_3, et 110 pour L_6. Avec une tension d'alimentation de 6 V, on doit obtenir un courant d'émetteur de 0,4 mA et, aux bornes de L_3, une amplitude d'oscillation de 2 V_{eff}.

On arrive à un bobinage oscillateur plus simple en utilisant le montage représenté dans la figure 372. Il s'agit, en somme, d'un oscillateur bien ordinaire dans le circuit de collecteur duquel on a inséré le primaire d'un transformateur M.F. et dont le circuit de base comporte un enroulement couplé au circuit d'accord. Les signaux H.F. et oscillateur étant simultanément présents sur la base, la conversion se produit d'une manière additive.

Lors de la mise au point d'un étage de conversion, on constate fréquemment la naissance d'oscillations parasites. Le transistor se trouve, en effet, en présence de trois circuits oscillants. Au début de la gamme P.O., où l'écart entre les fréquences accord et oscillateur est relativement faible, il arrive qu'une super-réaction apparaisse. On peut l'éviter en choisissant suffisamment faible le nombre de tours de la bobine couplée au circuit d'accord. En

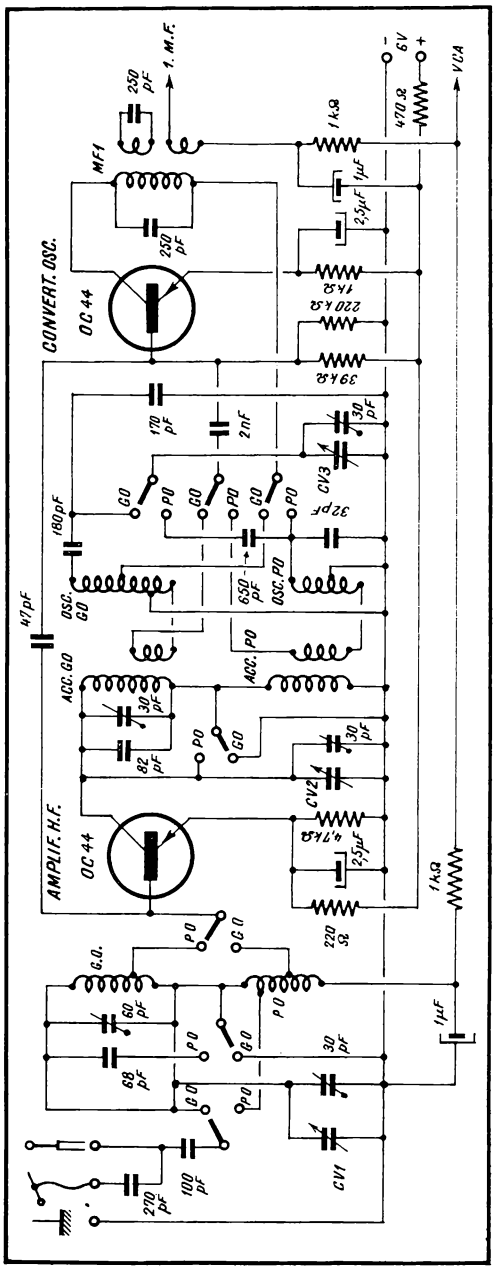


Fig. 373. — Dans ce schéma des étages d'entrée d'un récepteur auto-radio, tous les circuits de commutation et éléments de monocommande sont représentés.

G.O., c'est souvent la fréquence du transformateur M.F. qui est convoitée par le transistor. Il suffit alors de brancher ce circuit M.F. sur une prise du circuit oscillateur.

Avec tous les montages de conversion additive, on observe généralement une perturbation par réception de l'harmonique deux de la M.F. Cette perturbation se traduit par un sifflement sur la station dont la fréquence est égale à celle de cette harmonique. Dans les récepteurs où le collecteur d'ondes se trouve très près des transformateurs M.F., on peut même constater des oscillations spontanées à ou autour de cette fréquence.

Le schéma des étages H.F. et de conversion de la figure 373 fait partie du récepteur de voiture dont l'étage M.F. a été reproduit dans la figure 369, c'est donc ici encore le pôle négatif de la source d'alimentation qui se trouve connecté à la masse. Comme un tel récepteur est destiné à travailler avec une antenne très petite, on peut coupler cette dernière soit directement en tête du circuit d'entrée, soit à une prise sur circuit. Si on veut utiliser une antenne

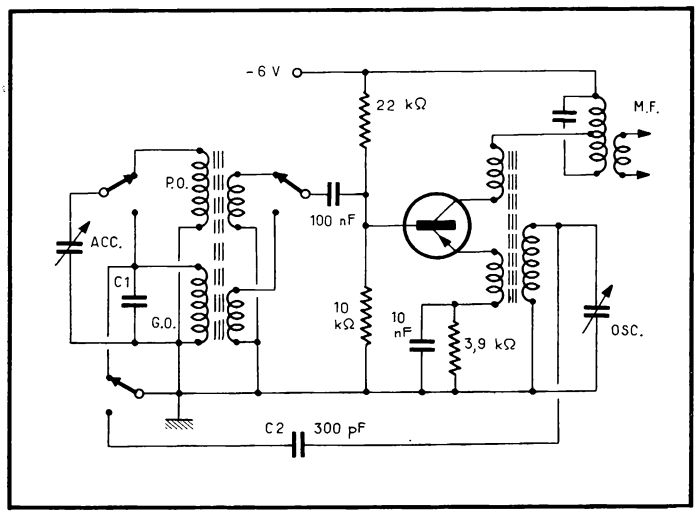


Fig. 374. Changement de fréquence avec commutation simplifiée.

plus longue, il est préférable d'adopter la technique couramment utilisée dans les étages d'entrée des récepteurs correspondants à tubes.

L'antifading a été appliqué à l'étage H.F. dont la polarisation d'émetteur se trouve maintenue par un diviseur de tension. Evitant une réduction de l'action de l'antifading à cause de la contre-réaction d'émetteur, ce procédé a également été utilisé dans le schéma de la figure 369. Un découplage atténue les perturbations éventuellement véhiculées par l'alimentation. Tous les circuits de commutation des gammes P.O. et G.O. sont représentés dans le schéma, ainsi que les condensateurs trimmer et padder des circuits oscillants. Pour le calcul de la monocommande, les procédés classiques restent, évidemment, valables.

Le schéma de la figure 374 montre que la commutation P.O.-G.O. peut être largement simplifiée, si on n'exige pas, en G.O., une monocommande avec concordance en trois points. Un même bobinage oscillateur peut alors servir

pour les deux gammes; il suffit d'ajuster les trimmers d'accord (C_1) et d'oscillateur (C_2) de façon à obtenir, en G.O., une concordance en deux points. A noter que l'enroulement G.O. du collecteur d'ondes se trouve court-circuité en P.O.; les pertes sont alors moindres que si on laisse cet enroulement ouvert. La solution consistant à utiliser deux enroulements connectés en parallèle en P.O., et en série en G.O., est préférable du point de vue sensibilité, mais complique la commutation.

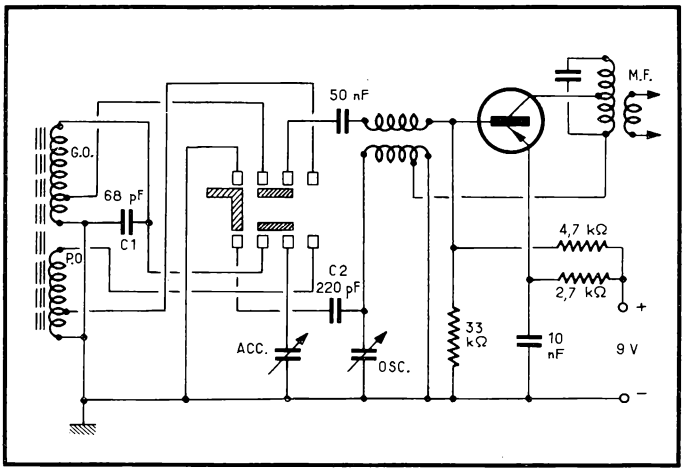


Fig. 375. — Comme précédemment, un même bobinage oscillateur est utilisé sur les deux gammes; le négatif de l'alimentation se trouve à la masse.

Un autre exemple d'une commutation P.O.-G.O. est donné dans la figure 375. Il s'agit ici d'un récepteur *Pizon-Bros* câblé avec le négatif à la masse et utilisant un montage de conversion dont le principe correspond à celui du schéma de la figure 372. Les condensateurs C_1 et C_2 jouent les mêmes rôles que précédemment. Quelquefois, un enroulement de base commun est utilisé pour les deux gammes; la commutation se trouve alors encore simplifiée.

Pour permettre la réception sur antenne de voiture, certains appareils portatifs sont munis d'un jeu de bobinages d'entrée supplémentaires. Pour leur mise en service, un double inverseur, commutant le condensateur variable et la base est suffisant, à moins qu'on ne prévoit des enroulements d'antenne séparés pour les deux gammes.

Circuits d'entrée en télévision.

Dans les récepteurs de télévision, on préfère les transistors aux tubes dans les cas où, à prix de revient égal, les semiconducteurs permettent d'obtenir un gain plus grand ou un meilleur rapport signal/bruit. C'est essentiellement dans les étages d'entrée (tuners) qu'une telle supériorité du tran-

sistor se manifeste, et cela pour la gamme U.H.F. encore plus que pour les bandes V.H.F.

Un circuit de changement de fréquence V.H.F. est reproduit dans la figure 376. Précédé d'une liaison d'entrée en « pi », l'étage préamplificateur (T_1) travaille en émetteur commun. La commande automatique de gain (C.G.A.) se trouvant appliquée au circuit de base et à celui de l'émetteur, on règle le gain du transistor en faisant varier la tension d'entrée. Après une liaison par un filtre de bande, le signal est appliqué sur la base de T_2, tandis que

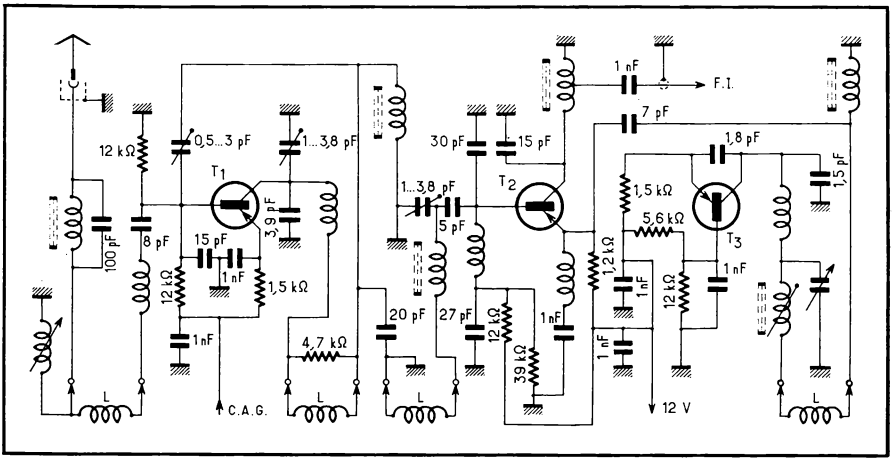


Fig. 376. — Schéma des étages d'entrée d'un récepteur de télévision, pour bandes I et III.

l'émetteur de ce transistor reçoit la tension produite par l'oscillateur local (T_3). Travaillant en base commune, ce dernier n'a besoin que d'une seule commutation de bobinage. Suivant la fréquence de travail, le gain de ce circuit de conversion varie entre 10 et 30 dB, tandis que le rapport signal/bruit passe de 6 à 10 dB.

Il est également possible de faire travailler en base commune les étages d'entrée et de conversion; dans certains cas, on arrive alors à une adaptation plus facile aux circuits de liaison. De plus on peut, comme dans le cas des récepteurs de radio, effectuer par un même transistor la conversion et la production des oscillations locales.

Le schéma d'un tuner U.H.F. (470 à 800 MHz) est reproduit dans la figure 377. Les lignes pointillées délimitent les compartiments de blindage à l'intérieur desquels se trouvent, dessinés sous forme de traits épais, les conducteurs centraux des circuits coaxiaux. Par des condensateurs variables placés aux extrémités de ces lignes, on peut faire varier la fréquence d'accord. Les éléments L et C, s'y trouvant en dérivation, permettent de modifier la loi de cette variation de fréquence.

L'entrée se fait par une boucle d'adaptation réduisant à 60 Ω l'impédance caractéristique (240 Ω) de l'antenne. On arrive ainsi à une impédance d'at-

taque suffisamment faible pour le montage base commune, utilisé dans le premier étage. Le contrôle automatique du gain se fait par augmentation du courant d'émetteur en présence d'un signal de forte amplitude. La réduction du gain est alors essentiellement due à une diminution de la fréquence de coupure de la pente; la résistance d'entrée (principalement due à r_{bb}) reste à peu près constante. De plus, le fonctionnement à courant de collecteur élevé permet d'amplifier des signaux de forte amplitude avec peu de distorsion ou d'intermodulation.

La liaison à l'étage de conversion se fait par un filtre de bande. Le couplage entre les deux lignes correspondantes est obtenu par des fentes dans la paroi de séparation. Le circuit oscillateur de l'étage de conversion n'est

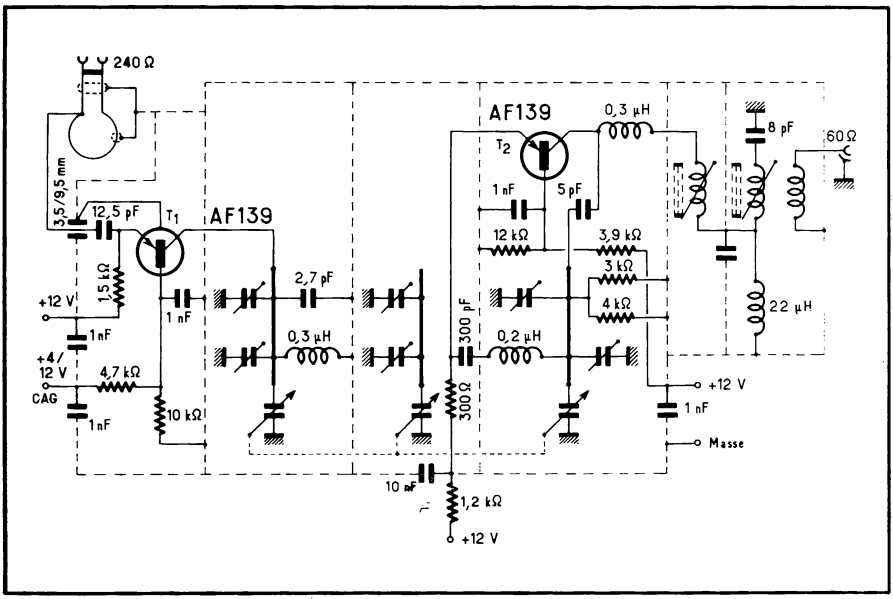


Fig. 377. — Tuner U.H.F. pour récepteur de télévision.

connecté que sur le collecteur; la réaction est obtenue par les capacités internes du transistor. Les deux étages travaillent avec un courant moyen de collecteur de 2 mA. Ils permettent un gain en puissance de 17 dB environ; de l'ordre de 6 dB à 480 MHz, le facteur de bruit atteint 15 dB vers 800 MHz. Comme la réaction interne des transistors est relativement faible, et comme les puissances d'oscillation sont très réduites, aucune mesure spéciale n'est à prendre pour éviter un rayonnement prohibitif, par l'antenne, des oscillations locales. Une régulation automatique du gain n'est nécessaire que si l'amplitude d'entrée risque de dépasser 50 mV. Avec régulation, cette amplitude peut atteindre 150 mV.

LE TRANSISTOR EN IMPULSIONS

Impulsions de faible amplitude.

Pour commencer par le cas le plus simple, on admettra d'abord qu'on applique à l'entrée du transistor une impulsion de montée infiniment rapide et d'une durée qui est longue par rapport à la constante de temps due au transistor. L'amplitude de cette impulsion sera suffisament réduite pour que les caractéristiques du transistor puissent être considérées comme constantes; ce dernier travaillera, de plus, avec une résistance de charge suffisamment faible pour qu'on puisse négliger l'influence de la contre-réaction interne.

Dans ces conditions, le circuit d'entrée du transistor se trouve ramené, en commande par courant, aux éléments r_{be} et c_{be} (fig. 378), et la constante de

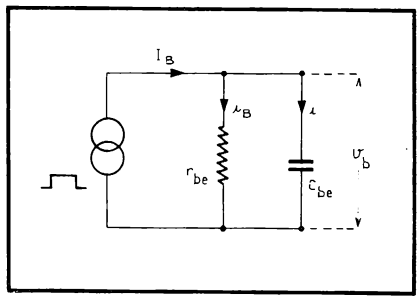


Fig. 378. — Circuit équivalent permettant l'étude du régime d'impulsions.

temps avec lequel le signal de sortie suit celui d'entrée, dépend uniquement de la rapidité avec laquelle c_{be} se charge. En utilisant les notations t pour le temps et q pour la charge de c_{be}, on peut écrire, pour la variation de la tension de base en commande par courant,

$$dv_b = \frac{dq}{c_{be}} = \frac{i\ dt}{c_{be}}.$$

Le courant instantané i est celui qui charge la capacité c_{be}; il doit donc être égal à la différence entre le courant de signal I_B et celui passant dans r_{be}. Cela permet d'écrire, en introduisant la notion de la pulsation de coupure du gain en courant,

$$di_B = \frac{dv_b}{c_{be}} = \omega_b\ (I_B - i_B)\ dt,$$

soit

$$t = \frac{1}{\omega_b} \int \frac{di_B}{I_B - i_B} \qquad (340)$$

On intègre par substitution et obtient

$$- \omega_b \, t = ln \, (I_B - i_b) + K,$$

le terme K représentant la constante d'intégration. Pour déterminer cette constante, il suffit de remarquer que, pour $t = O$, on doit trouver $i_B = O$; il faut donc que $K = ln \, I_B$, d'où, avec changement de signe,

$$t = \frac{1}{\omega_b} \, ln \, \frac{I_B}{I_B - i_B}. \tag{341}$$

Si on résout cette expression par rapport à i_B, on obtient

$$i_B = I_B \, [1 - exp \, (\omega_b \, t)]. \tag{342}$$

(Pour des raisons typographiques, nous utilisons ici l'écriture $exp \, (x)$ à la place de e^x, e étant la base des logarithmes naturels.) Il est évident qu'on obtient l'allure du courant de collecteur en multipliant par le gain en courant β l'expression précédente.

Quand le régime permanent est établi, $v_b = V_B = I_B \, r_{be}$. Lorsque l'impulsion cesse, c_{be} se décharge dans r_{be}. L'équation classique d'une telle décharge mène à

$$i_B = \frac{V_B}{r_{be}} \, exp \, (-\omega_b \, t) = I_B \, exp \, (-\omega_b \, t). \tag{343}$$

On constate donc que la constante de temps $1/\omega_b$ est la même pour la charge (montée, établissement) que pour la décharge (chute, évanouissement).

Pour chiffrer ces durées, on doit se fixer un niveau limite, car le régime permanent n'est obtenu, théoriquement, qu'au bout d'un temps infini. Si on choisit cette limite égale à 95 % du régime permanent, elle est assez précisément égale à trois constantes de temps, soit, pour les temps de montée et de chute en commande par courant,

$$T_i = 3/\omega_b \cong 1/(2 \, f_b); \tag{344}$$

et, par analogie, en commande par tension,

$$T_v = 3/\omega_s \cong 1/(2 \, f_s). \tag{345}$$

On voit ici encore l'avantage que possède la commande par tension en ce qui concerne la réponse en fréquence (fig. 377).

Finalement,

$$T = \frac{3 \, (f_b \, r + f_s \, R_b)}{\omega_b \, f_s \, (r + R_b)} \tag{346}$$

est l'expression générale, valable en présence d'une résistance d'attaque quelconque R_b.

Les trois dernières expressions n'étant strictement valables qu'à sortie fermée, on doit y remplacer f_b par f_{bh} (315 *a*) et f_s par f_{sh} (315 *b*), quand la charge est purement ohmique. Si cette dernière est complexe, il faut faire intervenir les expressions (314) et (315). Le terme ω contenu dans cette dernière peut alors être assimilé, comme dans les cas précédents, à 3/T. De plus, il peut être nécessaire de tenir compte d'une constante de temps de sortie, donnée par la résistance de charge et la capacité apparaissant à ses bornes.

Impulsions de forte amplitude, sans saturation.

Le gain en courant et sa fréquence de coupure ne variant que peu avec le courant de collecteur, on peut admettre, en première approximation, que le temps de commutation est indépendant de l'amplitude du signal. Les expressions précédentes restent ainsi directement valables.

Comme on peut le voir d'après les courbes de la figure 207, il n'en sera généralement pas de même en commande par tension. Puisque f_s varie pendant la durée de commutation, la montée et la chute ne seront plus exponentielles. Mais, comme ces durées sont définies en voisinage du régime perma-

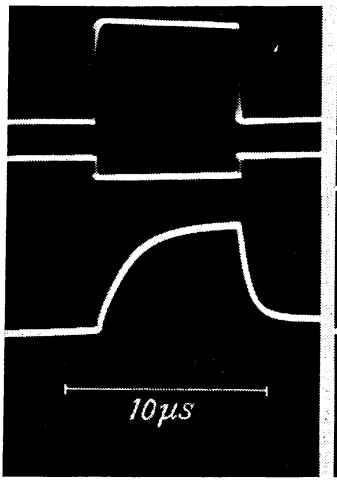


Fig. 379. — Commande par tension (en haut) et par courant (en bas) dans le cas d'un transistor à diffusion. L'impulsion de commande est reproduite au milieu.

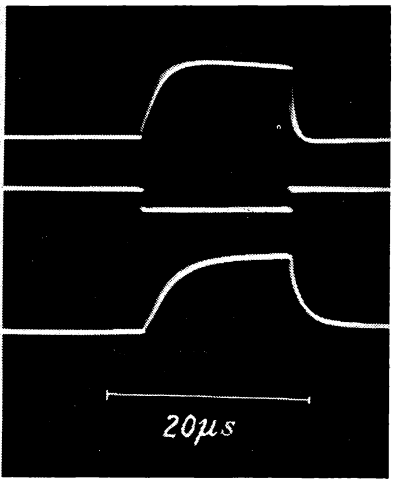


Fig. 380. — Lorsqu'on travaille avec de fortes intensités de collecteur, les commandes par tension (en haut) et par courant (en bas) tendent à se confondre.

nent, on ne fait pas grande erreur en utilisant, dans les expressions précédentes. la fréquence de coupure de la pente correspondant à l'intensité maximale de collecteur, c'est-à-dire celle obtenue en régime permanent.

Quand, aux très fortes intensités de collecteur, r_{be} devient faible devant r_{bb}, les modes de commande par tension et de commande par courant se confondent. Un exemple est donné par l'oscillogramme de la figure 380, où le signal de commande (au milieu) est comparé avec ceux de sortie en commande par tension (en haut) et par courant (en bas), le transistor à alliage utilisé fonctionnant avec un courant de collecteur de pointe de 60 mA.

Un calcul faisant intervenir la réaction interne deviendrait très compliqué dans les cas des impulsions de forte amplitude. Heureusement, un tel calcul n'est généralement pas nécessaire, car les fortes intensités de collecteur auxquels on travaille obligent d'utiliser des résistances de charge suffisamment faibles pour que la contre-réaction interne puisse être négligée.

Impulsions de forte amplitude, avec saturation.

Le cas envisagé ici sera celui où le transistor se trouve « surmodulé », c'est-à-dire quand il y a *saturation* pendant la durée de l'impulsion, et, éventuellement, *blocage* au départ. Le cas général, correspondant à la présence des deux phénomènes, est illustré par la figure 381. Au départ, le transistor (si c'est un *p-n-p*) reçoit une polarisation positive de base I_{B1}. Lorsqu'on applique, en commande par courant, une impulsion d'amplitude I_B, le courant i_B

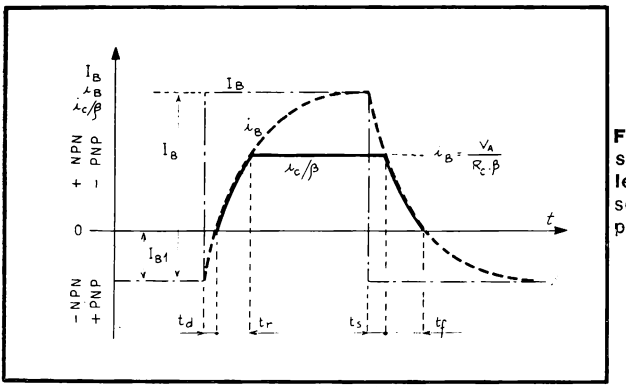


Fig. 381. — Quand on surmodule le transistor, le courant de collecteur se trouve limité par des phénomènes de saturation et de blocage.

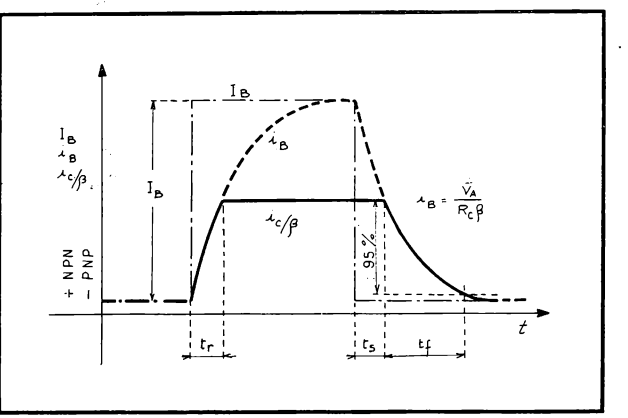


Fig. 382. — Allure des divers courants dans le cas d'une saturation, le transistor étant polarisé, au repos, à un courant de collecteur non nul.

(fig. 378) tend d'abord à s'annuler. Mais tant qu'il reste encore positif, le courant de collecteur est nul. On observe donc un *temps de déblocage,* de démarrage ou de retard t_d (delay-time).

Puis, pendant le *temps de montée* ou d'établissement t_r (rise time), le courant de collecteur i_C est proportionnel au courant i_B. Cette durée se termine quand $i_B \geqq V_A/(R_C\ \beta)$; le transistor entre alors en saturation; son courant de collecteur reste constant et sa tension de collecteur égale à la tension de déchet.

Si l'impulsion de commande cesse après une durée suffisamment longue pour que le régime permanent soit atteint, la décharge de c_{be} dans r_{be} y déter-

mine encore un courant supérieur au niveau de saturation pendant le *temps de saturation* ou d'accumulation t_s (storage time).

Puis, le courant de collecteur sera de nouveau proportionnel a i_B pendant le *temps de chute,* de descente ou d'évanouissement t_f (fall time). Finalement, le courant de collecteur devient de nouveau pratiquement nul, dès que i_B redevient positive.

La figure 382 illustre le cas où le transistor (p-n-p) travaille avec une polarisation négative au départ. Dans ce cas, $t_d = 0$, et t_f est théoriquement infini; il convient donc de le définir encore à 95 % du régime permanent. Le cas de la saturation sans blocage se trouve, de plus, illustré par l'oscillogramme

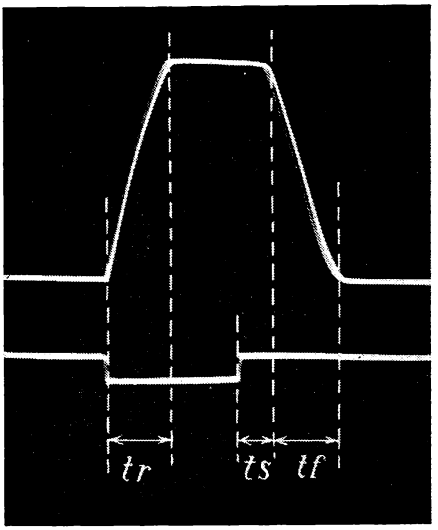


Fig. 383. — Oscillogramme correspondant aux conditions illustrées par la figure 380.

de la figure 383, où l'impulsion de commande est comparée avec celle obtenue à la sortie. Il s'agit d'un transistor à alliage fonctionnant avec une résistance de charge de 100 Ω sous une tension d'alimentation de 10 V, soit un courant de collecteur de l'ordre de 100 mA.

Comme on peut admettre, avec une assez bonne approximation, que le produit $r_{be}\ c_{be}$, donc ω_b, est indépendant du sens et de l'intensité de i_B, on peut calculer les divers temps de commutation en intégrant (340) entre les limites indiquées dans la figure 381. On trouve ainsi :

$$t_d = \frac{1}{\omega_b}\ ln\ \frac{I_B}{I_B - I_{B1}}, \tag{347}$$

$$t_r = \frac{1}{\omega_b}\ ln\ \frac{I_B - I_{B1}}{I_B - V_A/(\beta\ R_C)}, \tag{348}$$

$$t_s = \frac{1}{\omega_b}\ ln\ \frac{I_B\ \beta\ R_C}{V_A}, \tag{349}$$

$$t_f = \frac{1}{\omega_b}\ ln\ \frac{V_A}{I_{B1}\ \beta\ R_C}. \tag{350}$$

Ces expressions ne sont, sauf (349), directement applicables qu'au cas illustré par la figure 381. Dans celui de la figure 382, on a $t_d = 0$, et il suffit de modifier (348) en posant $I_{B1} = 0$. Quant à t_f, on peut le définir à 95 % du régime permanent, en écrivant, dans le cas de la saturation sans blocage,

$$t_f = \frac{1}{\omega_b} \ln \frac{20\ V_A}{I_B\ \beta\ R_C}.$$

En *commande par tension,* les expressions précédentes restent valables à condition qu'on y remplace ω_b par la pulsation de coupure de la pente, correspondant au courant de collecteur de saturation. Les divers temps de commutation seront donc beaucoup plus réduits en commande par tension qu'en commande par courant; on aura ainsi toujours avantage à donner à la résistance d'attaque une valeur aussi faible que possible.

Les phénomènes de retard de commutation analysés ici sont uniquement ceux dus aux capacités internes du transistor ou, si on préfère un langage plus théorique, à l'accumulation des charges élémentaires dans le semiconducteur. Lorsqu'on a affaire à des impulsions de durée relativement longue, on doit, de plus, tenir compte de la constante de temps thermique de la jonction dont l'influence a déjà été étudiée à propos du transistor B.F.

CINQUIEME PARTIE

APPLICATIONS SPÉCIALES ET TRANSISTORS SPÉCIAUX

Dans cette dernière partie principale de ce livre, nous avons réuni, sous un titre plus commode que précis, celles des applications des transistors qui sont encore le plus en voie d'épanouissement. De ce fait même, ce sont peut-être là les applications les plus intéressantes.

Si, cependant, nous en sommes resté aux généralités dans les trois chapitres qui suivent, c'est, tout d'abord, pour conserver le caractère fondamental de cet ouvrage. De plus, notre livre Les Transistors au Laboratoire et dans l'Industrie *expose d'une façon détaillée les circuits industriels et de mesure. Il permettra d'approfondir, par des calculs et par des exemples de réalisation, les techniques aux bases desquelles est consacré le présent ouvrage.*

Dans les pages qui suivent, nous nous contenterons de traiter les principaux circuits fondamentaux qu'on retrouve, à quelques détails près, dans des applications tout à fait différentes. Pour qu'un tel exposé ne devienne pas trop abstrait, nous présenterons certains de ces circuits dans le cadre d'applications. Ces applications ne sont donc pas à considérer comme les buts uniques de montages décrits, mais seulement comme des exemples d'utilisation. Elles ne relèvent, d'ailleurs, pas toutes du cadre strict de l'électronique industrielle.

Les amplificateurs linéaires de tensions sinusoïdales ou d'impulsions sont également des montages fréquemment utilisés en électronique. Comme ils ont été traités dans les parties précédentes de ce livre, on trouvera ici surtout des cas où le transistor doit transformer ou modifier un signal qui, dans le cas des alimentations par conversion ou stabilisées, peut tout simplement être une tension continue.

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

Transformateurs de courant continu à conversion asymétrique.

Pour convertir une tension continue en une valeur différente, on peut utiliser un montage oscillateur à transistor suivi d'un transformateur, d'un

redresseur et d'un circuit de filtrage. Ne comportant pas de pièces en mouvement, comme les vibreurs et machines tournantes, de tels convertisseurs sont également appelés « transformateurs de courant continu ». Grâce à son excellent rendement, le transistor permet d'effectuer la conversion dans des conditions bien meilleures qu'un tube ou un thyratron à gaz. Pour des puissances comprises entre quelques dizaines de milliwatts et plusieurs centaines de watts, le rendement d'un convertisseur à transistor peut être voisin de 80 %. Englobant les pertes dues au transformateur et au redresseur, ce chiffre montre que celles propres au transistor sont extrêmement faibles. Ce dernier peut, en effet, travailler par « tout ou rien », c'est-à-dire en régime rectangulaire.

Un convertisseur peut comporter un seul transistor, ou deux, travaillant dans un montage symétrique. L'économie qu'on fait, dans le premier cas, sur les pièces détachées, n'est sensible que jusqu'à une puissance de 2 W environ. D'une façon générale, le convertisseur symétrique possède un rendement meilleur; de plus, il est plus facile à mettre au point.

Le schéma d'un convertisseur asymétrique est reproduit dans la figure 401. Le négatif de la source d'alimention est connecté au collecteur, ce qui peut éviter des probèmes d'isolement entre le châssis et le boîtier du transistor. L'enroulement de base L_1 entretient les oscillations prenant naissance dans L_3 qui est parcourue par le courant d'alimentation. Aux bornes de $L_2 + L_3$, on obtient une tension alternative relativement élevée qui se trouve redressée par une diode.

La résistance de polarisation R_p est à régler de façon que, lors de la mise sous tension, le transistor se trouve saturé. Le courant dans L_2 va alors croître presque linéairement, car la résistance ohmique de cet enroulement ainsi que la résistance de sortie de saturation du transistor sont faibles. Une tension sera induite dans L_1; cette tension v_B sera constante dans la mesure où la valeur du courant dans L_2 est linéaire; en fait, elle diminuera un peu en fonction du temps. Elle maintiendra le transistor en saturation tant que le courant de collecteur restera inférieur au produit $v_B\ s$. Puisque le courant d'établissement dans L_2 a tendance à croître indéfiniment, il arrivera bien un moment où la condition mentionnée ne sera plus remplie. La résistance de sortie du transistor deviendra alors environ mille fois plus forte, ce qui signifierait que le courant de collecteur devient brusquement constant. Mais au même instant, la tension délivrée par L_1 devient nulle (puisque I_c ne varie plus); et le transistor se trouve bloqué.

La première phase correspondait donc aux conditions qu'on aurait obtenues en connectant L_2 directement sur la source d'alimentation; maintenant, cet enroulement se trouve pour ainsi dire déconnecté; et l'énergie emmagasinée devient disponible. On observe une surtension de rupture qui peut détruire le transistor si, par hasard, on a connecté la diode de redressement au secondaire dans le mauvais sens. C'est, évidemment, cette diode qui doit récupérer l'énergie et la conduire à la charge. Lorsque, finalement, la « décharge » de l'énergie emmagasinée est accomplie, le courant décroissant de L_3 induit, dans L_1, une tension qui polarise de nouveau le transistor dans le sens de conduction; et un autre cycle commence. La polarisation continue n'est donc plus nécessaire maintenant, ce qui signifie qu'on peut couper R_p dès que le démarrage du convertisseur est obtenu.

La fréquence de commutation dépend, selon l'explication donnée ici, de la tension v_B, délivrée par L_1, donc du nombre de spires de cet enroulement. Cela n'est entièrement vrai que dans le cas d'un transformateur à air. Si on utilise un noyau ferromagnétique, v_B tombera à zéro, dès que la saturation de ce noyau est atteinte; on ne peut donc travailler qu'à des fréquences supérieures à celle donnée par ce phénomène de saturation magnétique. La fréquence dépend alors de la vitesse avec laquelle le courant s'établit dans L_2, donc de la self-induction de cet enroulement. Lorsqu'on désire obtenir une tension secondaire de plusieurs centaines de volts, la capacité répartie du secondaire peut également influer sur la fréquence.

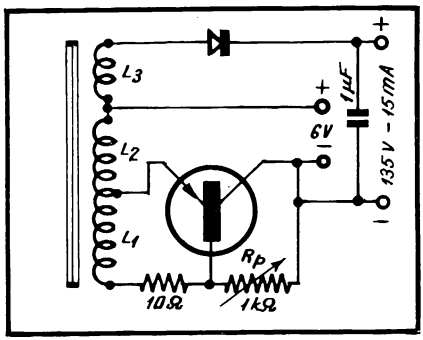


Fig. 401. — Convertisseur asymétrique continu-continu d'une puissance de sortie de 2 W.

Expérimentalement, on observe que le rendement devient optimum quand on choisit la charge de façon que la durée de conduction du transistor est deux à trois fois plus longue que celle de la diode. Cela signifie que ces deux éléments doivent pouvoir supporter, respectivement, l'un une tension de pointe, l'autre un courant de pointe au moins trois ou quatre fois plus élevées que les valeurs de la tension d'alimentation ou du débit après filtrage. Du fait qu'un courant d'aimantation se trouve superposé à celui qui est transformé, le transistor doit pouvoir supporter une intensité de collecteur plus de deux fois plus grande que celle débitée, en moyenne, par la source d'alimentation. Par contre, il suffit que la diode supporte une tension inverse de pointe 1,5 fois plus grande que celle de sortie. Cette tension de sortie dépend très fortement de l'angle de conduction, donc de la charge. Ce type de convertisseur ne peut donc être utilisé qu'avec une charge bien déterminée et connectée à demeure.

Lorsqu'on utilise un transformateur à tôles, on choisit généralement la fréquence de commutation égale à quelques centaines de hertz. Un transformateur à ferrite est préférable aux puissances inférieures à 1 W. A cause des capacités internes du transistor, on doit alors limiter la fréquence de commutation à quelques kilohertz, à moins qu'on n'utilise un transistor H.F. pour la conversion. Dans tous les cas, la commutation est suffisamment rapide pour engendrer des harmoniques susceptibles de perturber les récepteurs radiophoniques. On peut réduire ce rayonnement parasite en utilisant, comme transformateur, un pot fermé de ferrite, en blindant tout le convertisseur et en découplant ses connexions d'entrée et de sortie.

Voici, à titre d'exemple, les données valables pour le montage de la figure 401, emprunté d'une notice *Intermetall.* On utilisera un transformateur d'une largeur de 40 mm environ (genre transformateur de haut-parleur).

Puisque le montage est asymétrique, on doit prévoir un entrefer dans ce transformateur, il sera de 0,3 mm environ. Les enroulements L_1 et L_2 comportent 20 et 40 spires, respectivement, en fil de 0,9 mm; L_3 est constituée par 220 spires en fil de 0,4 mm. Avec une tension d'entrée de 6 V et une tension de sortie de 135 V, la puissance de sortie est de 2 W et le rendement de 58 %. Le transistor doit pouvoir supporter une tension d'au moins 25 V et un courant de pointe de l'ordre de 1 A. Il dissipera une puissance de 200 mW environ. Son gain en courant importe peu, le rendement ne se trouvant sensiblement affecté que s'il est inférieur à dix à l'intensité de pointe.

Lorsque la charge du convertisseur risque d'être déconnectée en fonctionnement, on a avantage à prévoir une diode de protection (D_2, fig. 402). Dès que l'amplitude de la tension au secondaire dépasse une valeur qui dépend de l'emplacement de la prise sur L_3, cette diode récupère la puissance excédentaire dans le circuit d'alimentation.

Comme transformateur, on utilise ici un pot de Ferroxcube 25/16 3 B 2 avec un entrefer de 0,5 mm. L'enroulement L_1 comporte 50 spires en fil de 0,4 mm, L_2 15 spires en fil de 0,15 mm, L_3 150 spires environ en fil de 0,1 mm, avec une prise au huitième. Le transistor doit pouvoir supporter une tension de collecteur de 60 V et un courant de l'ordre de 50 mA. Avec, pour D_1, une diode à cristal supportant 150 V, on obtient un rendement supérieur à 50 %. Si on n'est pas sûr du sens de branchement des diodes, on essayera d'abord le convertisseur sous une tension d'alimentation de quelques volts seu-

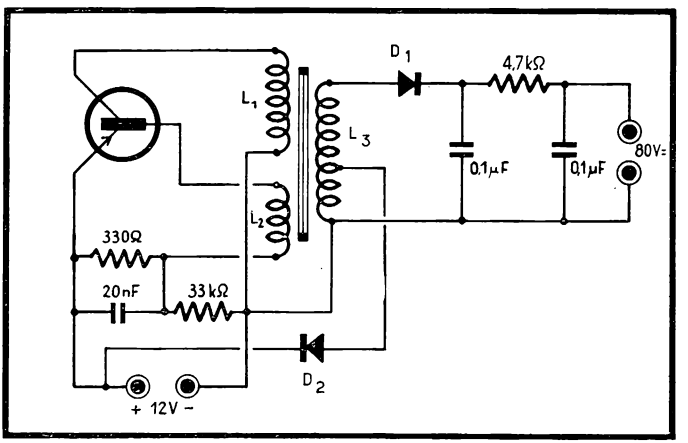


Fig. 402. Dans ce montage convertisseur, une diode de récupération protège le transistor lors d'un fonctionnement accidentel à vide.

lement, et on déterminera expérimentalement le sens donnant la tension de sortie la plus forte.

Convertisseurs symétriques.

En appliquant le raisonnement précédemment exposé au montage symétrique de la figure 403, il est facile de constater que les deux transistors tra-

vaillent ici alternativement par tout ou rien. L'angle de conduction est alors indépendant de la charge, ce qui explique que cette dernière n'a, sur la tension de sortie et sur la fréquence de commutation, qu'une influence se traduisant par des variations généralement inférieures à 25 %. De plus, les transistors n'ont, à moins de forte self-induction de fuite dans le transformateur, à sup-

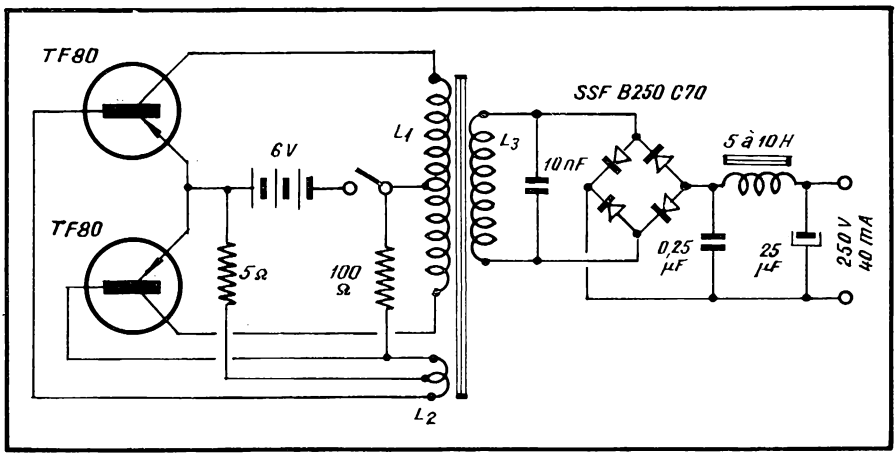


Fig. 403. — Dans ce transformateur à courant continu de 10 W, deux transistors de puissance sont utilisés dans un montage symétrique.

porter que des tensions de pointe égales au double de la tension d'alimentation. Cependant, il est toujours nécessaire de tenir compte d'un courant réactif qui est à peu près égal à celui qui se trouve transformé; il faut donc que chaque transistor puisse supporter un courant de pointe égal à celui que fournit l'alimentation primaire en moyenne, soit près de 2 A dans le cas de l'exemple de la figure 403.

On utilise ici un transformateur d'une largeur de 55 mm et d'une épaisseur de 20 mm, pour le paquet de tôles. Aucun entrefer n'est à prévoir. L'enroulement L_1 comporte 2 × 35 spires en fil de 1,2 mm, L_2 2 × 15 spires en fil de 0,35 mm et L_3 1 800 spires en fil de 0,16 mm. La fréquence de commutation qu'on obtient dans ces conditions est de l'ordre de 130 Hz. Comme précédemment, on peut couper la polarisation dès que le convertisseur oscille; on obtient ainsi une légère augmentation du rendement.

Comme le convertisseur fonctionne de façon symétrique, on ne peut utiliser la puissance fournie par les deux transistors qu'en opérant un redressement diphasé. Une telle disposition n'apporterait, par contre, qu'une augmentation peu sensible du rendement dans le cas de la conversion asymétrique.

Alimentation régulée.

Pour l'alimentation d'appareils à transistors, on a besoin de tensions de quelques volts seulement, mais sous des débits pouvant atteindre plusieurs

ampères. Il serait très difficile d'établir un stabilisateur à tubes pouvant travailler dans de telles conditions, et le rendement de cet appareil serait déplorable.

Mais il est parfaitement possible d'utiliser des transistors dans un dispositif de stabilisation qui peut, dans son principe, être conçu comme un stabilisateur à tubes. Un tel appareil a été réalisé par *Valvo;* son schéma est représenté dans la figure 219.

La tension de deux fois 15 V fournie par le transformateur d'alimentation est redressée par deux diodes à jonction. A cause des faibles tensions et fortes intensités avec lesquelles on travaille, des valeurs particulièrement fortes sont à prévoir pour les condensateurs de filtrage. Le pôle négatif de la tension redressée est appliqué au transistor régulateur OC 26. Il s'agit là l'un transistor de puissance qui admet un courant de collecteur de 3 A. La tension stabilisée est prélevée sur l'émetteur de ce transistor; sur cette même électrode, se trouve également branché un diviseur de tension dont une branche est variable par un rhéostat de 30 Ω. La prise de ce diviseur de tension est connectée à la base d'un OC 74 qui constitue le transistor de commande. Deux transistors amplificateurs OC 74 et OC 30 se trouvent attaqués par le circuit de collecteur du transistor de commande; le signal qu'ils amplifient est appliqué à la base

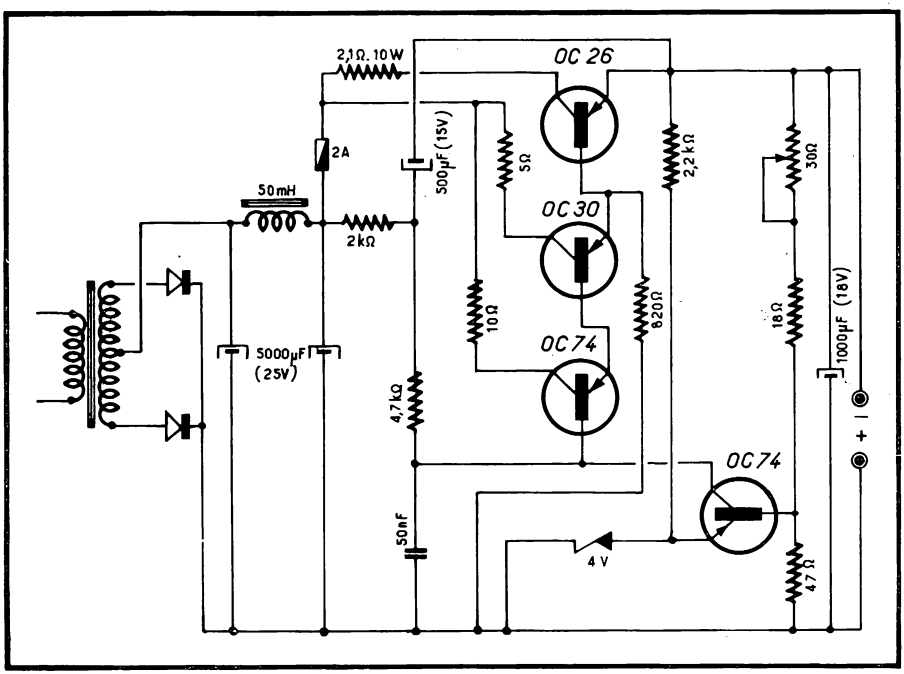


Fig. 404. — Alimentation stabilisée basée sur un principe fréquemment utilisé dans les stabilisateurs équipés de tubes électroniques.

du transistor régulateur. Les deux transistors amplificateurs sont utilisés en montage collecteur commun; ils n'introduisent donc aucun déphasage.

Le montage travaille tout comme un stabilisateur à tubes; toute variation de la tension de sortie se trouve transmise sur la base du transistor de commande. Dans le circuit d'émetteur de ce dernier, on trouve une diode de Zener de 4 V dans laquelle une résistance de 2,2 kΩ fait passer un courant suffisamment fort pour que cette diode puisse servir de source de référence. Toute variation de la tension de sortie se trouve amplifiée, par les quatre transistors, avec une seule inversion de phase. La très forte contre-réaction qui résulte de cette disposition fait que la variation initiale tend à se compenser elle-même. En partant de cette notion de contre-réaction, on pourrait montrer que la résistance de sortie d'une telle alimentation est égale à l'inverse de la pente que présente le système quand la boucle de contre-réaction est ouverte, c'est-à-dire quand on coupe la connexion du rhéostat de 30 Ω menant vers l'émetteur du transistor de puissance. En négligeant l'influence du diviseur de tension de base et celle de la résistance de charge de 4,7 kΩ du transistor de commande, cette pente serait approximativement égale à celle de ce dernier, multipliée par les gains en courant des trois autres transistors. Le rapport de stabilisation est inférieur au gain en tension du transistor de commande.

La résistance de 2,1 Ω, dans le circuit de collecteur du transistor de puissance, produit la chute de tension nécessaire pour alimenter les deux étages précédents. De plus, elle introduit une légère réaction qui améliore l'effet de stabilisation. Le rhéostat de 30 Ω permet de régler la tension de sortie entre 5,4 et 7,5 V. Le courant de sortie peut atteindre 3 A, si on a prévu, pour

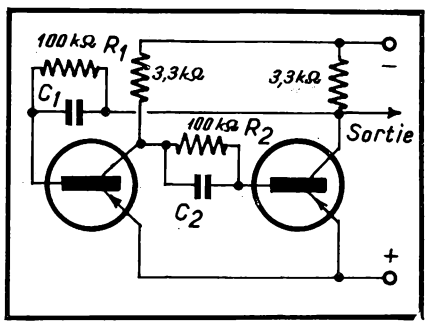


Fig. 405. — Multivibrateur d'Abraham-Bloch.

le transistor de puissance, les moyens de refroidissement convenant à la dissipation correspondante. Pratiquement indépendante du débit, la tension de sortie varie de moins de 0,3 % quand la tension de secteur varie de 10 %.

Multivibrateurs.

Une version « transistor » du multivibrateur d'ABRAHAM-BLOCH, fréquemment utilisé avec des tubes, est donnée dans la figure 405. Si on veut obtenir, avec un tel montage, un signal de sortie à « toit plat », il faut polariser les

transistors de façon qu'ils soient légèrement saturés au repos. Au moment où le second transistor passe de l'état de conduction à celui de blocage, le condensateur C_1 se charge à travers la diode base-émetteur du premier transistor. La tension de sortie met ainsi un certain temps pour atteindre sa valeur

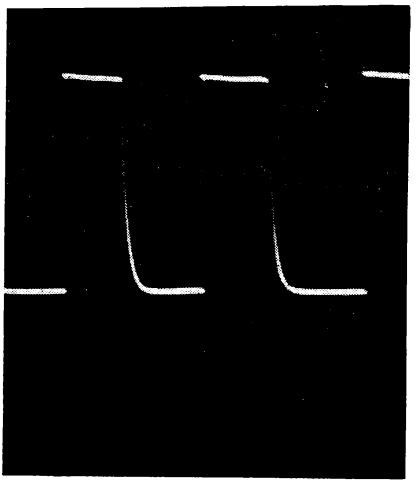
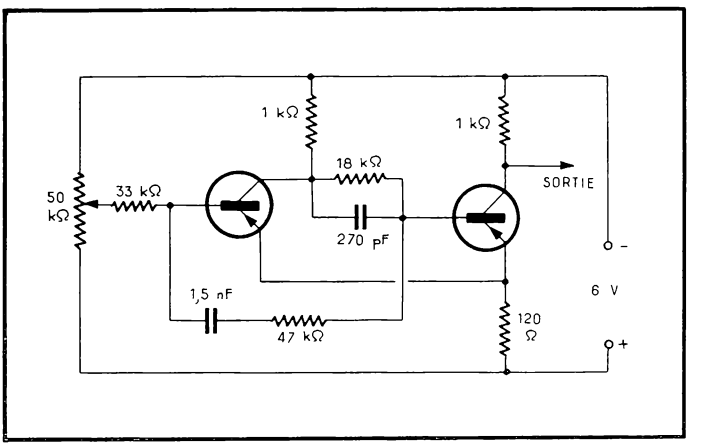


Fig. 406. — Oscillogramme obtenu avec un multivibrateur suivant figure 405.

Fig. 407 (ci-dessous). — Multivibrateur de Charbonnier.



la plus négative (par rapport aux émetteurs), ce qui explique la « descente » relativement longue qu'on observe dans l'oscillogramme de la figure 406. Le second transistor reste bloqué jusqu'à ce que C_2 se soit déchargée dans R_2; la résistance d'entrée du transistor n'intervient pratiquement pas ici, puisque la diode base-émetteur se trouve polarisée dans le sens de non-conduction. Cette décharge relativement longue correspond au palier inférieur dans l'oscillogramme. Quand le second transistor commence de nouveau à conduire, la variation de sa tension de collecteur se retrouve, amplifiée par le premier avec inversion de phase, sur sa base. Il y a donc un effet cumulatif qui fait

que la montée est extrêmement rapide. Le palier supérieur dure ensuite jusqu'à ce que C_1 se soit déchargée dans R_1; puis, un nouveau cycle commence.

Un tel multivibrateur montre donc nécessairement des temps de commutation différents. Cependant, en dotant les deux transistors de polarisations, constantes de temps et résistances de charge différentes, on peut s'arranger pour que le signal soit à peu près rectangulaire sur le collecteur de l'un d'eux.

Une commutation rapide dans les deux sens est plus facile à obtenir dans le cas du multivibrateur de CHARBONNIER (fig. 407) qui est dérivé du trigger de SCHMITT, analysé dans le paragraphe suivant. L'oscillogramme de la figure 408 montre, en haut, le signal au collecteur du second étage, et, en bas, celui à la base du premier. Cet oscillogramme correspond à une fréquence de récurrence de 60 kHz, tandis que celui de la figure 406 a été pris à 4 kHz. Dans les deux cas, les transistors utilisés étaient des types à alliage, prévus pour fonctionner à des fréquences de l'ordre de 500 kHz, en régime sinuoïdal. Il est à noter qu'il est assez difficile d'utiliser des « drift » dans un montage

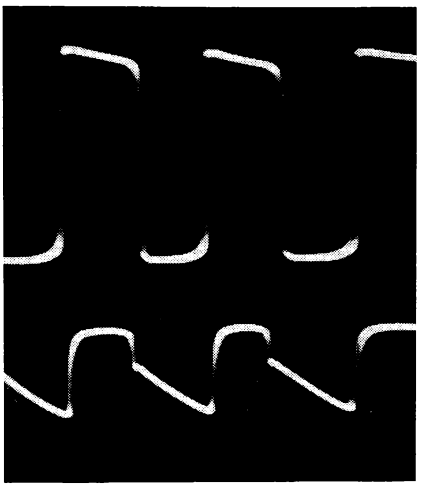


Fig. 408. — Le multivibrateur de Charbonnier se distingue par des durées de commutation particulièrement réduites.

multivibrateur ou basculateur. Ces transistors se distinguent, en effet, par une résistance inverse particulièrement faible de la diode base-émetteur, le coude de Zener de cette diode étant souvent situé à une tension de l'ordre du volt seulement.

Bascule électronique.

Le montage de la figure 409 possède, dans le domaine du tube électronique, un équivalent connu sous le nom de trigger de SCHMITT. Grâce à la réaction due à une résistance commune d'émetteur, le second transistor ne peut travailler que dans deux états d'équilibre bien définis. Il peut être soit bloqué, soit conducteur; dans le premier cas, la chute de tension sur la résistance d'émetteur est suffisamment faible pour que le premier puisse

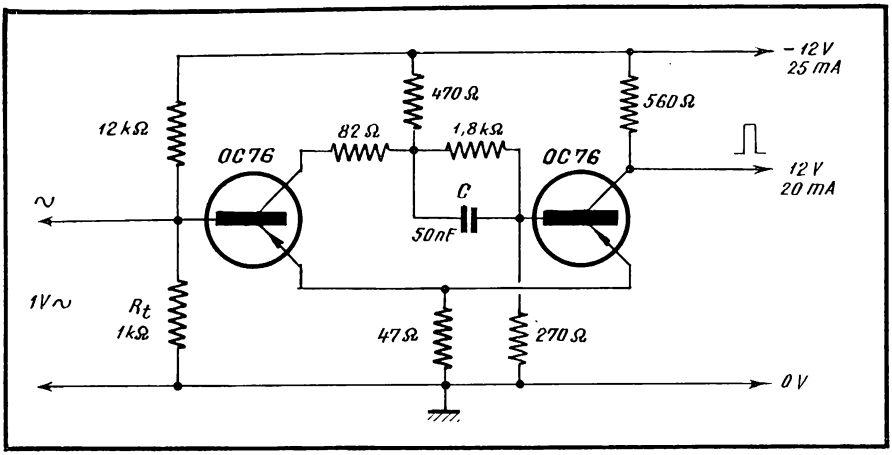


Fig. 409. — Cette bascule bistable, travaillant suivant le principe du trigger de Schmitt, est utilisable pour la commande d'un relais.

être conducteur; dans le second cas, l'étage d'entrée se trouve polarisé sur un courant de collecteur très faible. Pour passer d'un état à l'autre, il suffit de faire varier la tension de commande d'une quantité relativement faible.

Avec les valeurs indiquées dans la figure 409, la fréquence de commutation peut atteindre 250 kHz; les temps de montée et de descente sont de 0,6 et 1 µs, respectivement. L'amplitude du signal de sortie est de 12 V et 20 mA, pointe à pointe; la consommation est de 25 mA sous 12 V. Une tension d'entrée de 1 ou 2 V est suffisante pour commander le déclenchement.

Un tel montage peut être utilisé pour la mise en forme d'impulsions appliquées à un dispositif de comptage électronique. De plus, il peut trouver des applications dans divers appareils de surveillance où l'on désire la fermeture d'un relais dès qu'une grandeur électrique dépasse un certain niveau. La tension de déclenchement peut alors être fournie par une photo-diode, une thermistance, un capteur électromagnétique, etc. Le relais est à insérer à la place de la résistance de charge de 560 Ω du dernier étage. Au moment de la coupure, il peut engendrer une surtension dangereuse pour le transistor; pour éviter cette surtension, il est conseillé de brancher une diode aux bornes du relais.

Si on désire que le trigger commande un relais de puissance, on peut prévoir soit un relais intermédiaire, soit un transistor de puissance, amplificateur de courant continu. Il est à noter que ce dernier travaille alors par « tout ou rien »; il peut donc commander une puissance beaucoup plus élevée que celle qu'il est susceptible de dissiper.

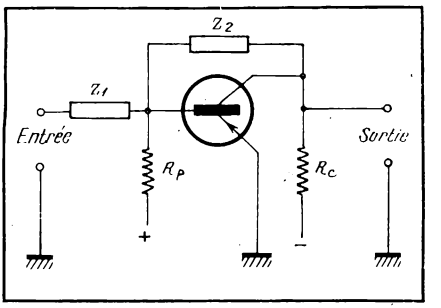
La durée de commutation est, en effet, trop courte pour que la jonction puisse s'échauffer d'une manière sensible. Comme, d'autre part, le courant de collecteur reste négligeable quand le transistor se trouve bloqué, il ne peut y avoir une dissipation notable que pendant la durée de conduction, et cela seulement, si le transistor se trouve affecté d'une tension de déchet importante.

Dans le montage de la figure 409, la tension aux bornes de R_1 varie, en l'absence de signal extérieur, de 2,5 mV environ pour une variation de température de 1 °C. Cette variation influe sur le seuil de déclenchement du montage; si l'on veut que ce seuil soit maintenu d'une façon très précise, on a avantage à remplacer R_t par une thermistance.

Circuits intégrateur et différentiateur.

L'effet MILLER inhérent au transistor travaillant en émetteur commun peut être augmenté en connectant un élément extérieur entre collecteur et base. Dans la figure 410, cet élément a été représenté par une impédance Z_2, on trouve, de plus, une impédance Z_1 dans la connexion d'entrée, le montage

Fig. 410 (ci-contre). — Principe d'un montage intégrateur ou différentiateur.



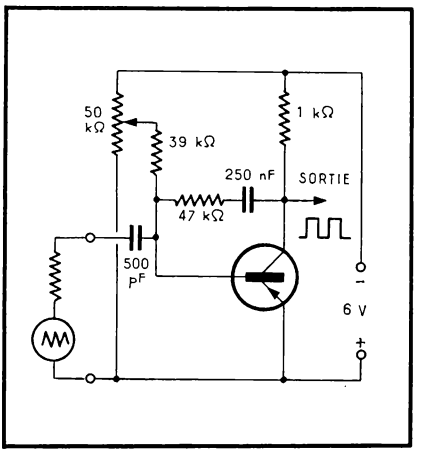


Fig. 411 (ci-contre). — Ce différentiateur permet de transformer une triangulaire en rectangulaire.

étant commandé par une source de tension. Si Z_1 est une résistance ohmique et Z_2 une capacité, le montage travaille comme intégrateur; il devient différentiateur lorsqu'on intervertit les deux éléments. Dans les deux cas, le montage se comporte, en première approximation, comme si la constante de temps donnée par les éléments Z_1 et Z_2 se trouvait multipliée par le gain en courant du transistor utilisé. Il est nécessaire, pour cela, que Z_1 soit grande devant la résistance d'entrée du transistor ainsi que devant la résistance interne de la source de commande.

Une version pratique d'un différentiateur est donnée dans le schéma de la figure 411. Avec un tel montage, on peut transformer une tension triangulaire en un signal rectangulaire, ou encore obtenir des impulsions positives ou négatives en partant d'un signal rectangulaire. Si on ne désire que des impulsions d'une seule polarité, il suffit de régler la polarisation (potentio-

mètre de 50 kΩ) de façon que le transistor soit ou bloqué, ou saturé au repos. L'impédance Z_1 est ici constituée par un condensateur de 500 pF, et Z_2 par une résistance de 47 kΩ. Si le gain du transistor utilisé est de l'ordre de 40, le montage devient utilisable pour des fréquences de récurrence de 5 kHz et plus.

En intervertissant les deux éléments mentionnés, on obtient un intégrateur. Bien entendu, il n'est plus alors nécessaire de prévoir un condensateur de liaison, comme celui de 0,25 µF indiqué dans la figure 411. Avec un tel intégrateur, on peut transformer une rectangulaire en triangulaire, ou une impulsion en dent de scie. En agissant sur la polarisation, on peut ici encore exercer un effet de limitation sur ces formes d'onde.

Montages en liaison directe.

On sait que la tension de déchet d'un transistor est extrêmement faible; pour certaines triodes à jonctions on peut obtenir, avec des courants de collecteur de l'ordre du milliampère, une différence de potentiel de seulement quelques dizaines de millivolts entre collecteur et émetteur. Il est particulièrement remarquable que la tension de base nécessaire pour provoquer ce courant de collecteur soit généralement plusieurs fois plus grande que la tension de déchet.

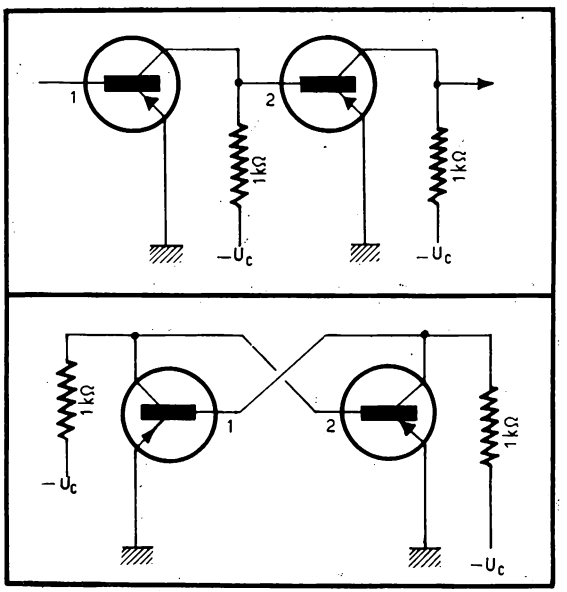


Fig. 412. — Dans cet amplificateur à liaison directe, la tension de base du second étage peut devenir inférieure à celle du premier.

Fig. 413. — Ce montage possède deux positions d'équilibre stable.

Cette particularité surprenante, et peu connue, trouve des applications dans les montages à liaison directe. C'est ainsi qu'un amplificateur à courant continu, tel que celui de la figure 412, peut parfaitement fonctionner, à condition qu'on lui demande de travailler essentiellement par tout ou rien.

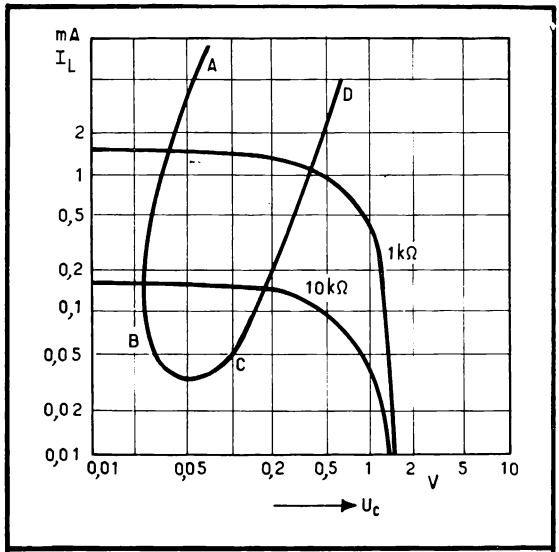


Fig. 414. — **Graphique illustrant le fonctionnement du montage bistable de la figure 413.**

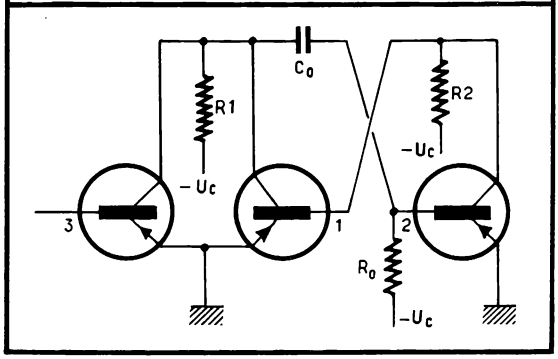


Fig. 415. — **Univibrateur commandé par des impulsions négatives.**

Si le premier transistor est bloqué, la tension est de 0,35 V sur la base du second, mais seulement de 30 mV sur le collecteur. Cette dernière tension est tellement faible que le transistor suivant est bloqué.

Dans le « flip-flop » de la figure 413, la seule modification par rapport au montage précédent est une liaison entre le collecteur de l'étage de sortie et la base de l'étage d'entrée. Dans les conditions exposées plus haut, le second transistor serait donc constamment conducteur, et le premier constamment bloqué. Mais il est très facile d'inverser l'état des choses; il suffit d'appliquer, pendant un bref instant, une tension négative à la base du transistor bloqué. Le graphique de la figure 414 illustre ce fonctionnement bistable. La ligne ABCD est la caractéristique de résistance; le basculement a lieu dans les points d'intersection avec les caractéristiques courant-tension qui sont valables pour des résistances de charge de 10 kΩ et 1 kΩ et pour une tension d'alimentation de 1,5 V.

Dotée d'un circuit R-C et d'un transistor de commande, notre bascule devient un univibrateur (fig. 415). Au repos, le transistor (2) est conducteur;

sa tension de collecteur est donc de l'ordre de 30 mV. Comme elle constitue la tension de base du transistor (1), celui-ci reste bloqué. Une impulsion négative appliquée à la base de la triode de commande (3) provoque une annulation du potentiel sur les collecteurs des étages 3 et 1. L'impulsion ainsi engendrée est transmise, par le condensateur de liaison, sur la base du transistor (3). Celui-ci se bloque alors, et la triode (2) devient conductrice. Cette inversion de l'état originel dure aussi longtemps qu'il faut au condensateur de liaison pour se décharger.

En augmentant la résistance R_o, on peut rendre le montage astable. Le multivibrateur ainsi obtenu peut facilement être synchronisé par le transistor (3). Le principe de la liaison directe est également applicable à de nombreux circuits de comptage et de calcul électronique.

Détecteurs de niveau et limiteurs.

Nous appellerons détecteur de niveau un montage qui ne produit un signal de sortie que si l'amplitude d'entrée dépasse un certain niveau. La figure 416 montre comment on peut réaliser un tel montage avec un transistor. On applique à la base une polarisation positive relativement forte; le transistor est donc bloqué au repos. Il ne peut devenir conducteur que si la valeur instantanée du signal alternatif au secondaire du transformateur d'entrée devient supérieure à la tension de polarisation. Le transistor fonctionne alors en classe C. Le signal de sortie se trouve, évidemment, fortement distordu; le montage n'est donc utilisable qu'en fonctionnement par tout ou rien.

En inversant la polarité de la source de polarisation de base et en choisissant R de façon que le montage travaille en classe A, on obtient un fonc-

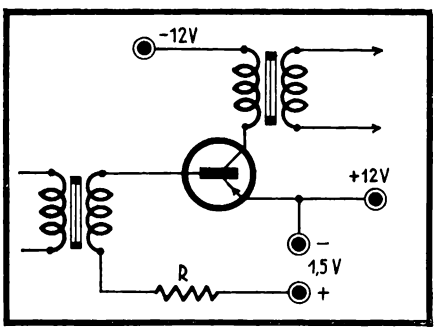


Fig. 416. — Suivant la polarité de la source de polarisation insérée dans le circuit de base, ce montage travaille soit comme limiteur, soit comme détecteur de niveau.

tionnement en limiteur. Pour des amplitudes d'entrée suffisamment fortes on observe alors, pendant les pointes positives, une limitation par cut-off, et, pendant les pointes négatives, une limitation par saturation. Nous n'insisterons pas sur le mécanisme de ce phénomène que nous avons déjà traité à propos des amplificateurs B.F. En reprenant les notions exposées dans ce chapitre, on verra que l'effet de limitation est d'autant plus sensible que la résistance de charge est plus grande.

Il est à noter qu'un montage tel que celui de la figure 416 ne peut fonctionner avec une liaison d'entrée par condensateur. L'entrée d'un détecteur surmodulé se comporte, en effet, comme une diode qui chargerait le condensateur de liaison à une tension positive par rapport à la base; cette tension tend alors à bloquer le transistor. On peut obtenir un fonctionnement correct

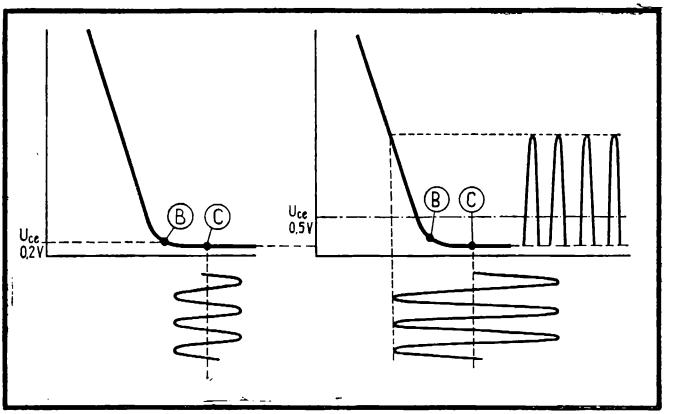


Fig. 417 a et b. Détection de niveau par coude de saturation.

en limiteur en connectant, entre émetteur et base, une diode déchargeant le condensateur de liaison; nous avons déjà vu un tel montage à propos de l'amplification classe B (fig. 223).

Une détection de niveau avec condensateur de liaison à l'entrée peut être obtenue plus facilement, si on utilise le coude de saturation de la caractéristique dynamique du transistor. Lors de l'étude des propriétés fondamentales d'un étage d'amplification, on a déjà vu que la caractéristique dynamique d'un transistor possède un point de saturation (point B, fig. 235) pour lequel la tension de collecteur n'est plus que d'une fraction de volt. En plaçant en C le point moyen de fonctionnement, on n'obtient aucun signal de sortie avec une faible amplitude d'entrée (fig. 417 *a*); par contre, on observe un fonctionnement semblable à celui de la classe C quand le signal d'entrée dépasse un certain niveau (fig. 417*b*).

On constate également des variations du potentiel moyen de collecteur avec l'amplitude du signal; ce dernier garde une valeur de 0,2 V pour un signal d'entrée nul ou faible et peut atteindre plusieurs volts avec une amplitude dépassant largement le seuil de détection.

Le schéma d'un détecteur de niveau par saturation a la même apparence que celui d'un étage ordinaire d'amplification; le fonctionnement particulier est simplement obtenu par le choix d'une résistance de polarisation suffisamment faible.

Récepteur de télécommande.

Le récepteur de télécommande dont le schéma est reproduit dans la figure 418 est prévu pour fonctionner sur une fréquence de 72 MHz. L'étage

d'entrée travaille en détecteur à super-réaction. La fréquence d'autodécoupage, de l'ordre de 100 kHz, est entretenue par le transformateur L_3-L_4 dont l'enroulement inséré dans le circuit de collecteur (L_3) se trouve accordé par deux condensateurs, de 5 nF et de 10 nF, apparaissant en série. Le rhéostat de polarisation de 200 kΩ est à ajuster sur une amplitude maximum du souffle de super-réaction. Pour que ce réglage soit indépendant de la température, le point moyen de fonctionnement a été stabilisé par une thermistance de 4,7 kΩ.

Dans son principe, l'étage d'entrée est un double oscillateur; il travaille à la fois sur la fréquence de réception de 72 MHz et sur la fréquence de super-régénération de 100 kHz. On voit que, avec le transistor utilisé, la première fréquence d'oscillation n'a pu être obtenue qu'en connectant la réaction à l'envers, comme cela avait été indiqué à propos de la figure 351. Si l'on préfère travailler sur 27,12 MHz, on pourra transformer ce montage en intervertissant les connexions de L_2 et en augmentant le nombre de spires. Avec seulement une diminution du nombre de spires de L_1-L_2, le montage avec réaction « à l'envers » est utilisable sur 144 kHz, à condition qu'on remplace le transistor de l'étage d'entrée par un 2N384, SFT354, SFT357, ou équivalent.

En fonctionnement, l'étage de détection engendre un souffle d'une amplitude importante qui cesse dès qu'on reçoit une porteuse non modulée. En amplifiant, puis redressant ce bruit, on peut faire actionner un relais qui, normalement fermé, décolle dès qu'un signal est reçu. Pour cela, il faut prévoir un filtre éliminant la fréquence d'autodécoupage qui se trouve mélangée au souffle. Cette fréquence étant de 100 kHz, l'amplificateur B.F. ne pourra, de toute façon, l'amplifier avec un bon rendement. Il suffit donc de prévoir, à l'entrée de ce dernier, une simple cellule de filtrage composée d'un bobinage L_5 et d'un condensateur de 2 nF. L'amplificateur B.F. est équipé de deux transistors OC71; pour éviter les volumineux condensateurs de découplage d'émetteur, on a prévu ici, entre les émetteurs des deux étages, une liaison introduisant une réaction destinée à compenser la perte de gain introduite par la contre-réaction due à une résistance d'émetteur non découplée.

A la sortie de cet amplificateur, on trouve une détection shunt (D_1); la composante continue ainsi obtenue est appliquée, après filtrage par une bobine de 0,4 H et un condensateur de 10 µF, à un étage d'amplification directe qui, finalement, commande un relais. Pour rendre inoffensive toute surtension de coupure que ce dernier pourrait produire, il a été shunté par une diode D_2. Dans ce dernier étage, un transistor au silicium a été utilisé. Cela n'est pas indispensable; un type au germanium peut également convenir; s'il est affecté d'un courant initial trop important, il suffit de réduire quelque peu la résistance de 15 kΩ connectée entre base et émetteur.

Si la fréquence de réception est de 72 MHz, l'enroulement L_1 comporte sept spires en fil de 1,5 mm, bobinées sur un diamètre de 12 mm; sa longueur est de 30 mm environ. On lui adjoint, pour L_2, deux spires dans le même sens, en fil de 1 mm, et aussi serrées que possible. Ce bobinage ne comporte aucun support matériel; il est maintenu simplement par ses connexions.

Les caractéristiques des autres bobinages sont indépendantes de la fréquence de réception. Pour L_3 et L_4, on utilise un noyau de Ferroxcube 3 B d'un diamètre extérieur de 4,1 mm, d'une longueur de 25 mm et d'un diamètre

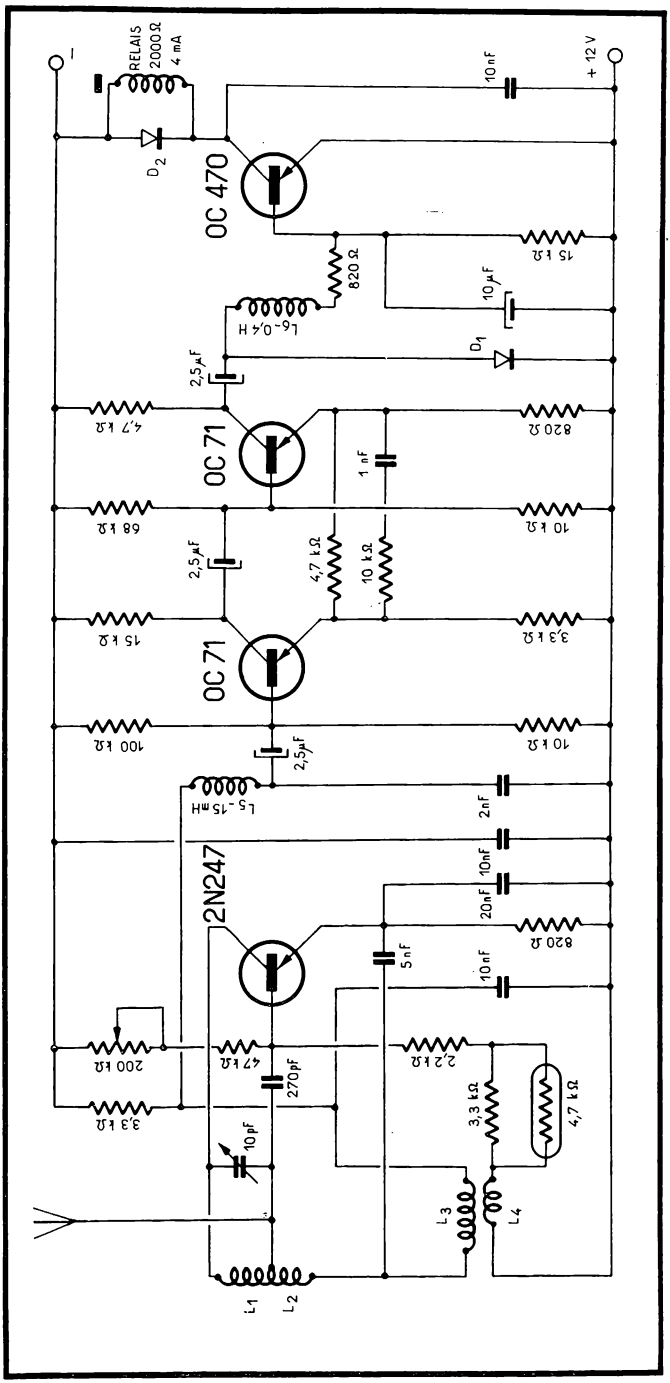


Fig. 418. — **Schéma d'un récepteur de télécommande travaillant sur 72 MHz. L'étage d'entrée est un détecteur à super-réaction.**

intérieur de 2 mm; le fil, sous coton ou soie, aura un diamètre de 0,1 mm. L'enroulement L_3 comporte 120, et L_4 35 spires qu'on bobine à même le noyau, sans carcasse. Ce bobinage ainsi que les suivants sont fixés sur la platine de montage par une goutte de colle.

Le même noyau de Ferroxcube que précédemment est à utiliser pour chacun des bobinages L_5 et L_6. Le premier comporte 400 spires en fil de 0,1 mm, sous coton ou soie, le second 5 000 spires en fil émaillé de 0,07 mm. On bobine toujours à même le noyau; mais il est avantageux ici de coller sur les extrémités de ce dernier deux rondelles isolées d'un diamètre extérieur de 7 mm environ.

Applications en télévision.

Les montages composant les étages de séparation et les bases de temps des téléviseurs fonctionnent suivant des principes qu'on retrouve fréquemment en électronique industrielle. Nous pensons donc qu'il sera très utile de voir les solutions particulières que le transistor a inspiré aux techniciens de la *G.E.C.* qui ont mis au point le schéma représenté dans la figure 419. Ce schéma montre une partie d'un téléviseur dans lequel les bases de temps lignes et images, ainsi que les étages de séparation, sont équipés de transistors; un tube est seulement utilisé dans l'étage final lignes.

Le mélange vidéo est appliqué à un transistor (1) qui travaille sans polarisation, et agit ainsi comme limiteur, c'est-à-dire qu'il ne laisse passer que les impulsions de synchronisation dont l'amplitude dépasse le niveau du signal vidéo. Les impulsions lignes sont prélevées dans le circuit de collecteur et synchronisent, à travers un condensateur de 47 pF, la base de temps lignes (3). Les impulsions images se trouvent intégrées par le circuit R-C dans l'émetteur du premier transistor; elles sont ensuite appliquées à l'émetteur du second

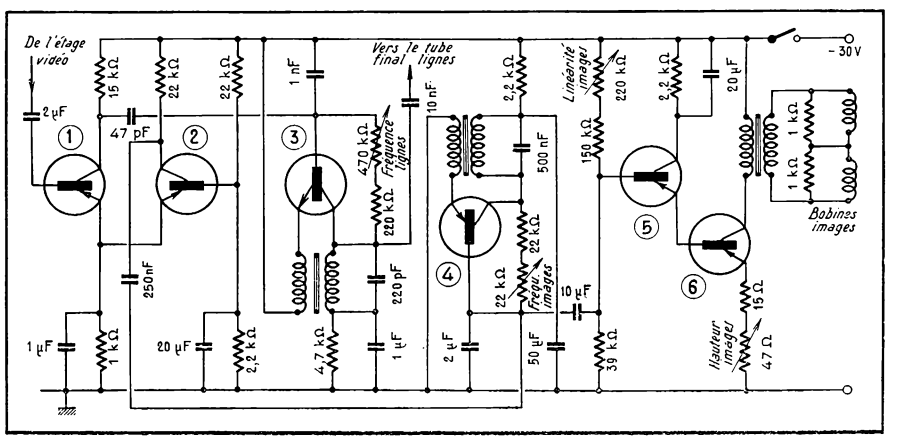


Fig. 419. — Ce schéma est celui de l'étage de séparation, des bases de temps et de l'amplificateur final images d'un téléviseur expérimental.

qui travaille ainsi dans un montage à base commune; par une polarisation relativement élevée on obtient une limitation par saturation. L'impulsion ainsi « mise en forme » est prélevée sur le circuit de collecteur et appliquée, à travers un condensateur de 0,25 µF, à la base de temps images (4).

La base de temps lignes (3) est un oscillateur bloqué fournissant des dents de scie dont l'amplitude est de 45 V crête à crête. Cette tension attaque l'étage final lignes, équipé d'un tube à vide. Un oscillateur bloqué est également

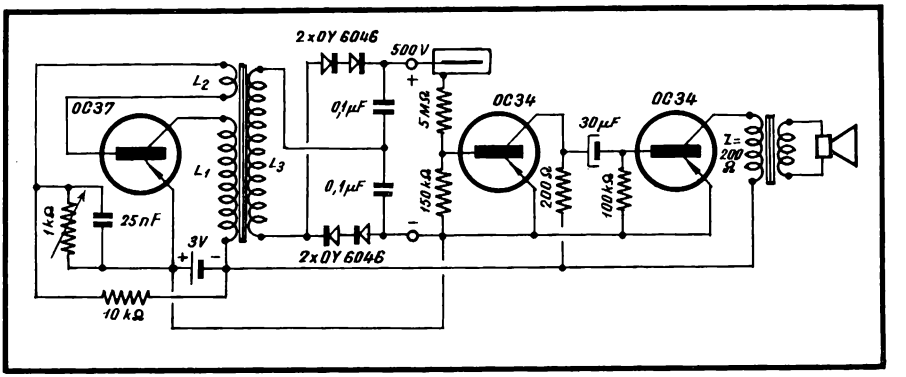


Fig. 420. — Dans ce détecteur portatif pour la prospection de minerais radioactifs, le tube de Geiger est alimenté par un convertisseur asymétrique.

utilisé dans la base de temps images (4). Le signal engendré est prélevé sur la base et appliqué à l'amplificateur final comportant deux étages. Le premier de ces étages travaille dans un montage à collecteur commun; le second lui est couplé de façon directe et comporte un transistor de puissance. On sait que ces transistors travaillent d'une manière particulièrement linéaire si on les attaque par une source de faible résistance interne; ce résultat est atteint ici par la faible résistance de sortie qu'offre l'étage en collecteur commun. Alimenté sous 30 V, le montage entier consomme environ 160 mA.

Détecteur de radiations.

Un détecteur de radiations équipé d'un tube GEIGER-MULLER est représenté dans le schéma de la figure 420 (*Intermetall*). Ce tube demande une tension d'alimentation de 500 V avec un débit très faible; on peut donc faire appel à un transformateur à courant continu équipé d'un transistor de faible puissance. Pour ce transformateur, on préconise un noyau fermé en ferrite, pourvu d'un entrefer de 1,1 à 1,5 mm, et comportant 350 spires en fil de 0,2 mm pour L_1, 120 et 8 600 spires en fil de 5,05 mm pour L_2 et L_3. La tension de sortie nécessaire est obtenue par un doubleur de tension.

Le tube GEIGER-MULLER travaille avec une résistance de charge de 5 MΩ; comme la résistance d'entrée du premier transistor amplificateur est beau-

coup plus faible, on doit commander ce transistor par le courant circulant dans la charge. Un second étage d'amplification élève les impulsions, provoquées par des radiations ou corpuscules frappant le tube, à un niveau suffisant pour exciter un écouteur ou un petit haut-parleur. Comme les deux étages d'amplification travaillent avec des résistances de charge relativement faibles, on n'a pas prévu de compensation de température.

Si on veut apprécier l'intensité des radiations sur le cadran d'un appareil de mesure, il suffit de détecter ou d'intégrer les impulsions obtenues à la sortie. La composante continue ainsi obtenue peut être appliquée à un galvanomètre, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un amplificateur à courant continu.

Servo-mécanisme.

Voulant en rester aux généralités dans ce chapitre, nous avons choisi, en tant qu'exemple de servo-mécanisme, un dispositif se distinguant surtout du fait qu'il est spectaculaire. Il est conçu de façon à maintenir, librement dans l'air, une petite boule de tôle, en l'occurrence une mappemonde contenant un taille-crayon, telles qu'on les vend dans certaines papeteries. Pour cela, on dispose d'un électro-aimant dont le courant d'excitation est proportionnel à l'éclairement d'une cellule photo-électrique. En face d'une petite ampoule de cadran, cette cellule est disposée de façon que la boule coupe le faisceau lumineux lorsque, attirée par l'électro-aimant, elle s'élève vers celui-ci. L'éclairement de la cellule — et simultanément le courant dans l'électro-aimant — diminuent donc au fur et à mesure que la mappemonde s'approche du noyau de fer qui l'attire. La force d'attraction va ainsi diminuer jusqu'à ce que la boule ait trouvé une position d'équilibre où elle va se maintenir indéfiniment, et cela malgré des chocs ou des courants d'air par lesquels on peut essayer de la déplacer. Il est alors possible d'animer la boule d'un mouvement de rotation; comme seuls le frottement de l'air et les courants de Foucault exercent un freinage, ce mouvement peut se maintenir très longtemps.

L'amplificateur commandant l'électro-aimant comporte trois étages dont les deux premiers travaillent en collecteur commun. Pour ne pas y dissiper une puissance inutilement forte, on en a réduit la tension d'alimentation par un diviseur de tension composé de deux résistances de 180 Ω. Une résistance de protection R_1 a été prévue en série avec la photodiode dont le courant inverse (qui est fonction de l'éclairement) commande la base du premier transistor (SFT352). La résistance R_2 dérive, vers le positif de l'alimentation, une partie du courant d'obscurité de la photodiode. La cellule R_3-C_1 compense la constante de temps thermique des deux derniers étages. Dans le premier étage, les différences de niveau restent suffisamment faibles pour que l'effet de la dissipation ne soit pas sensible. Si on ne prévoit pas de compensation de la constante de temps thermique, c'est-à-dire si on relie l'émetteur du premier étage directement à la base du deuxième, le système devient instable. Après mise en place, la boule commence à osciller avec une amplitude grandissante et sort très rapidement du champ d'attraction de l'aimant.

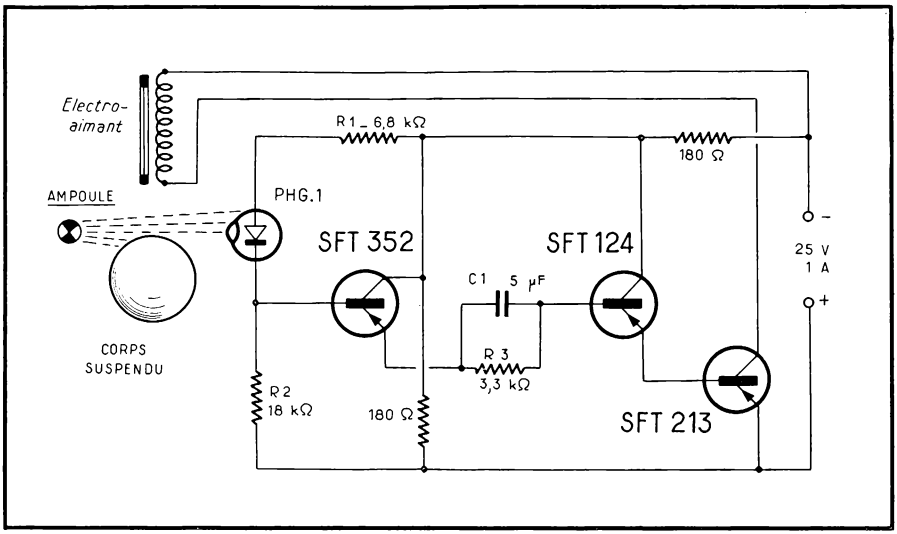


Fig. 421. — Grâce à un électro-aimant commandé par un dispositif photo-électrique, ce servo-mécanisme maintient un corps suspendu dans l'air.

Le noyau de cet électro-aimant possède une section de 20 × 14 mm, sa longueur est de 85 mm. La carcasse supporte un enroulement dont la section est de 50 × 15 mm; elle est entièrement remplie de fil de 0,45 mm de diamètre bobiné en spires jointives. La résistance de l'enroulement est de l'ordre de 35 Ω en courant continu.

Le poids maximal du corps maintenu en suspension dépend de la distance à l'électro-aimant qu'on peut ajuster en déplaçant verticalement l'ensemble ampoule-cellule. Si cette distance est de 1,5 cm, un poids de l'ordre de 25 g peut être maintenu.

LE TRANSISTOR SURALIMENTÉ

Conduction interne collecteur-base.

La jonction base-collecteur d'un transistor se protégeant elle-même par son effet de Zener, il ne peut y avoir « claquage » (comme dans un condensateur au papier), mais seulement destruction par dissipation exagérée. Ainsi, on peut parfaitement alimenter un transistor de faible puissance, doté d'une résistance de charge de 100 kΩ, sous une tension de 200 V. Dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire quand la tension de Zener de la diode collecteur-base est effectivement supérieure à 100 V, ce transistor ne peut alors dissiper qu'une puissance de 100 mW.

En fait, il sera rare, notamment dans le cas d'un transistor au germanium, que cette tension de Zener soit supérieure à une tension d'alimentation aussi élevée que celle indiquée dans l'exemple qui précède. La figure 422 montre

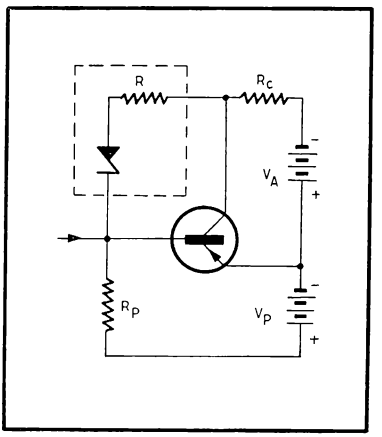


Fig. 422. — Sous des tensions d'alimentation élevées, la jonction collecteur-base d'un transistor se comporte comme une diode de Zener.

comment on peut représenter, dans le cas courant, le fonctionnement d'un transistor suralimenté. Pour exprimer l'effet de Zener de la diode collecteur-base, on a dessiné ici une diode de Zener entre ces deux électrodes. Comme, évidemment, le fabricant n'a pas intérêt à soigner particulièrement les caractéristiques de Zener de la diode collecteur-base d'un transistor, l'effet de Zener que présente cette jonction sera relativement mauvais; on observe généralement une caractéristique présentant un coude assez peu prononcé. Pour cette raison, on a prévu, dans le dessin de la figure 422, une résistance R en série avec la diode de Zener. Pour que cette résistance provoque effectivement un coude de Zener peu prononcé, il faudra admettre que sa valeur diminue, lorsque l'intensité qui la traverse augmente.

La jonction base-émetteur étant polarisée dans le sens inverse dans le montage de la figure 422, le courant de collecteur reste pratiquement nul aux faibles valeurs de la tension d'alimentation. Mais, quand cette dernière dépasse la tension de Zener de la jonction collecteur-base, il y aura *conduction interne*

entre *collecteur* et *base;* et la polarisation initiale pourra se trouver compensée. On observera, alors, un courant direct dans la jonction base-émetteur. Pourvu que R_P ne soit pas très faible, le courant de collecteur-émetteur qui prend alors naissance pourra être beaucoup plus fort (puisque le gain en courant intervient) que celui transmis par effet Zener. Par la chute sur R_c, la tension de collecteur diminuera alors jusqu'à ce qu'un équilibre soit atteint. On conçoit facilement que, en absence d'une résistance de charge, un emballement thermique peut très rapidement prendre naissance.

Si, en revenant à la disposition de la figure 422, on augmente la tension de polarisation inverse, on pourra de nouveau presque annuler le courant de collecteur. Pour rétablir l'ancienne valeur de ce dernier, il faudra alors une tension d'alimentation d'autant plus élevée que le coude de Zener de la jonction collecteur-base est moins prononcé. Pour des tensions d'alimentation encore plus fortes, le courant de Zener deviendra plus fort que celui dû à l'effet d'amplification. Le renforcement de la polarisation inverse n'aura alors pratiquement plus d'effet sur le courant de collecteur qui augmente très rapidement avec la tension appliquée.

Certains transistors montrent un effet qu'on pourrait décrire en disant que R (fig. 422) devient négative pour certaines valeurs du courant qui la parcourt. Cela veut dire que la caractéristique inverse de la diode collecteur-base montre un sommet, tel qu'on l'observe fréquemment dans les cas des diodes à pointe (effet d'avalanche). A partir d'une certaine valeur, une *augmentation* du courant de collecteur provoque alors une *diminution* de la tension

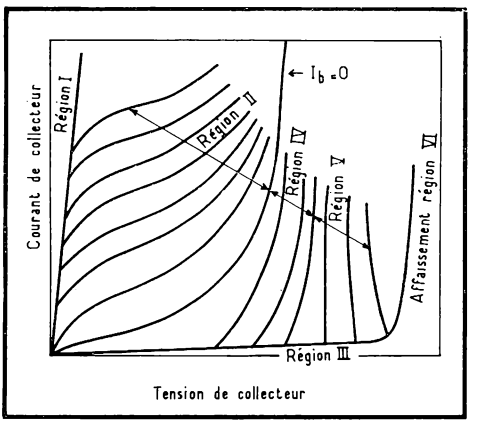


Fig. 423. — Réseau de caractéristiques, à courant de base constant, d'un transistor travaillant en régime de conduction interne collecteur-base.

interne collecteur-base, et, puisque la polarisation de base reste constante, aussi une *augmentation* du courant de collecteur-émetteur. En d'autres termes, la résistance de sortie du transistor devient alors *négative;* et sa résistance d'entrée augmente dans d'assez fortes proportions.

Réseau de caractéristiques d'un transistor suralimenté.

Les phénomènes exposés ne pouvant se manifester que si la tension de base n'est pas maintenue fixe, le mode de commande par courant est ici le

seul à présenter un intérêt pratique. Le réseau de la figure 423 ne comporte ainsi que des courbes à courant de base constant. Il est divisé en sept régions de fonctionnement; seules les trois premières sont utilisées lorsque le transistor est normalement alimenté.

La première région est celle de la saturation dans laquelle la tension de collecteur est égale à la tension de déchet; le courant de collecteur ne croît plus quand le courant de base augmente.

La deuxième région est celle de l'utilisation normale; le transistor montre une résistance d'entrée basse et une résistance de sortie élevée, sauf pour les tensions de collecteur relativement élevées, pour lesquelles le courant inverse de la jonction collecteur-base commence déjà à se manifester.

La troisième région est celle du courant initial base-collecteur ou celle de blocage; une augmentation de la polarisation inverse n'a alors plus d'influence sur le courant collecteur-émetteur qui reste pratiquement nul.

La quatrième région est celle où le transistor s'emballerait, si on laissait sa base ouverte. Un fonctionnement correct n'est alors possible qu'en polarisant la jonction base-émetteur dans le sens inverse. A cause de l'effet de

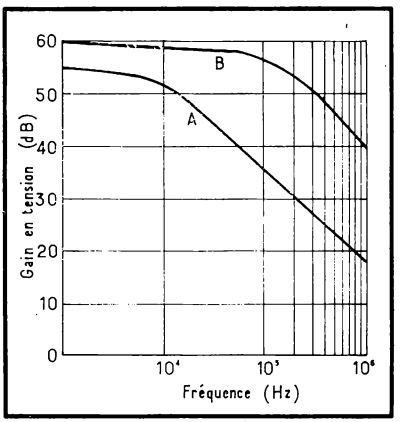


Fig. 424. — La courbe A montre la réponse d'un amplificateur à transistor classique, la courbe B celle d'un étage suralimenté, en commande par courant.

Zener de la jonction collecteur-base, toute augmentation de la tension de collecteur entraîne alors un accroissement très important du courant de collecteur; la résistance de sortie est donc très faible ici. Bien entendu, cela n'est valable que tant qu'on se trouve en commande par courant. La résistance de sortie sera beaucoup plus grande, si on maintient fixe la tension de base.

La cinquième région correspond au phénomène de la résistance négative de sortie, signalé plus haut. Elle ne peut être mise en évidence sur tout type de transistor ou implique, dans certains cas, des puissances dissipées prohibitives.

La sixième région, enfin, est celle où le courant de collecteur est essentiellement défini par la conduction interne collecteur-base. Le comportement du transistor est alors peu différent de celui d'une diode de Zener (collecteur-base) mise en série avec une diode connectée en sens direct (base-émetteur).

Applications de la conduction interne collecteur-base.

En choisissant la résistance de charge telle que les courbes des régions IV et V ne soient coupées qu'une fois par la droite de charge correspondante, on obtient un amplificateur à forte résistance d'entrée et à faible résistance de sortie. Son gain en puissance est à peu près équivalent à celui d'un montage travaillant dans des conditions de fonctionnement normales.

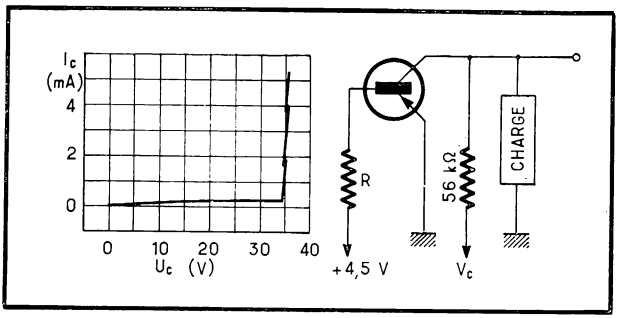


Fig. 425. — Ce montage à transistor se comporte comme une diode de Zener dont le niveau de stabilisation serait réglable dans certaines limites.

En utilisant un transistor à résistance de sortie négative dans un *amplificateur à large bande*, une extension sensible de la bande passante peut être obtenue. Les courbes de la figure 424 montrent, en (A) la caractéristique de fréquence d'un transistor alimenté conventionnellement, et en (B) celle d'un transistor suralimenté. L'augmentation du gain n'est pas due à un simple effet de réaction, car le produit gain par largeur de bande augmente également. Toutefois, elle n'est sensible qu'en commande par courant.

Pour une polarisation de base suffisamment positive, le courant de collecteur croît, comme nous l'avons vu, très rapidement à partir d'une certaine tension d'alimentation. On constate un phénomène analogue dans une ampoule au néon; le transistor suralimenté peut donc être utilisé comme *régulateur de tension*. Sur les stabilisateurs classiques, il a l'avantage qu'on peut régler son « plafond » de régulation en agissant sur le courant de base. Un schéma de principe est reproduit en figure 425 avec sa courbe de régulation.

Un *commutateur électronique* peut être obtenu en faisant travailler un transistor tantôt en commande par tension, tantôt en suralimentation. Dans la caractéristique de la figure 426, les lignes à allure horizontale correspondent au premier mode de fonctionnement, la courbe verticale au second. On voit que la conduction de collecteur différée n'a lieu qu'en montage émetteur commun. Le passage d'un mode de fonctionnement à l'autre permet de varier la résistance de sortie d'un transistor d'une manière très appréciable; et ce phénomène peut être utilisé pour de nombreuses applications.

Un exemple est donné par le schéma de la figure 426. Tant que la diode est conductrice, le transistor reçoit, à travers une résistance d'attaque très faible, une polarisation négative. Du point de vue courant continu, il travaille ainsi en commande par tension. En appliquant une impulsion positive à la borne *i*, la diode se trouve bloquée; et la base du premier transistor reçoit un courant positif à travers une résistance relativement élevée. Il travaille

donc maintenant en régime de suralimentation; et sa résistance de sortie devient très faible. Or, celle-ci se trouve connectée en parallèle sur la résistance de charge (R_C) du second transistor utilisé en amplificateur B.C. conventionnel. Le signal aux bornes de R_C est donc à peu près nul, quand le premier transistor travaille en suralimentation; son amplitude sera normale si le transistor de commutation fonctionne en commande par tension, où sa résistance de sortie est de l'ordre du mégohm.

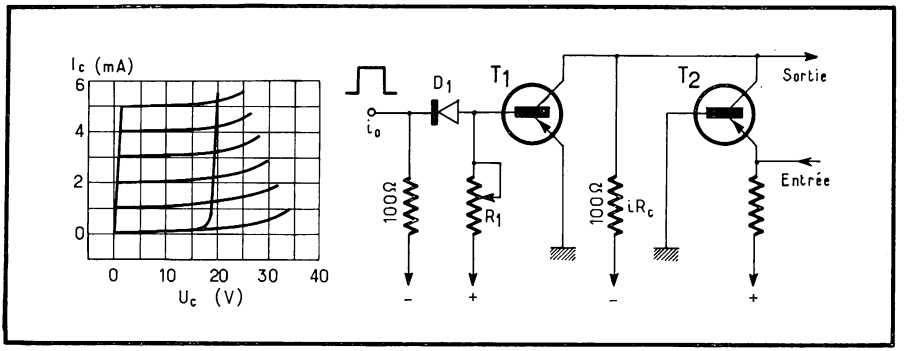


Fig. 426. — Suivant la polarité du signal de commande, le premier transistor travaille avec une résistance de sortie ou faible, ou très élevée.

Ne comportant pas de condensateurs de liaison, le montage peut fonctionner en courant continu et assure une commutation parfaitement exempte de transitoires.

Circuits instables.

La figure 427 montre comment l'effet de conduction interne collecteur-base peut être utilisé pour obtenir, avec un seul transistor, un *générateur astable*. Le point de repos est choisi dans la région instable V; en fonctionnement, il se déplace vers les régions IV ou III. Si le condensateur C_1 est chargé au départ, la diode base-émetteur se trouve polarisée en sens inverse, et le courant de collecteur est pratiquement nul (région III). Dans ces conditions, C_1 se décharge lentement dans R_1, jusqu'à ce que la région V soit atteinte. La tension de collecteur tombe alors très rapidement (en moins de 0,1 µs) à une valeur correspondant au fonctionnement en région IV; et le courant de collecteur se referme non plus sur la base, mais sur l'émetteur. Le condensateur C_1 se charge donc de nouveau (en 20 µs). Quand la différence de potentiel entre émetteur et base est devenue suffisamment élevée, le point de fonctionnement passe de nouveau en région III, la tension de collecteur devient égale à la tension d'alimentation, et un nouveau cycle peut commencer. Les impulsions obtenues avec le montage de la figure 5 sont espacées de 0,8 ms environ.

Suivant le même principe, il est possible de réaliser d'autres relaxateurs, ainsi que des circuits monostables, bistables, etc. Dans tous les cas, une tension d'alimentation assez forte est nécessaire; et il faut dissiper une puissance

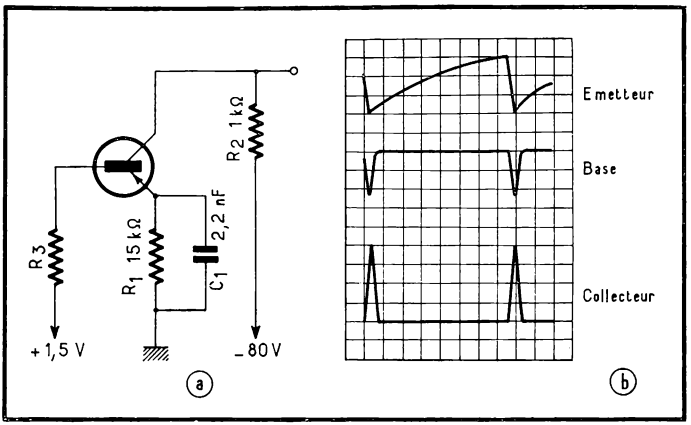


Fig. 427. — Les signaux produits par ce relaxateur à transistor suralimenté sont indiqués à côté du schéma.

relativement élevée pour obtenir, à la sortie, une amplitude ne dépassant que rarement une dizaine de volts pointe à pointe. Avec les transistors à jonction unique et les thyratrons solides, que nous commenterons plus loin, des résultats semblables peuvent être obtenus dans des conditions d'alimentation plus favorables.

L'intérêt pratique d'un circuit n'utilisant qu'un seul transistor suralimenté est donc assez réduit. Il n'en est plus de même, par contre, dès qu'on accentue l'effet de résistance de sortie négative par un second transistor, normalement utilisé. La base de temps dont le schéma est reproduit dans la figure 428 donne un exemple d'une telle combinaison.

Lors de la mise sous tension, le condensateur C_1 se charge avec une rapidité déterminée par la valeur de R_1. Le transistor (2), recevant une forte polarisation directe de base par R_2, est saturé, si bien que le transistor (1)

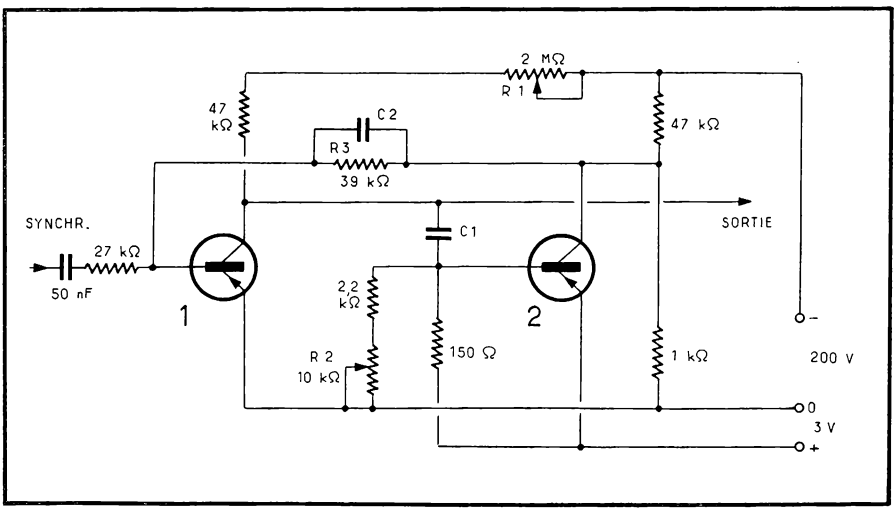


Fig. 428. — Une amplitude de sortie de 90 V pointe à pointe a pu être obtenue, par cette base de temps, avec un transistor dont la tension maximale de collecteur était indiquée, par le fabricant, avec 40 V.

reçoit, par la résistance R_3, une polarisation inverse de base de 3 V; il reste donc bloqué. Au bout d'un certain temps, C_1 se sera suffisamment chargée pour que la tension de collecteur de (1) corresponde à la région V. Elle a alors tendance à diminuer, ce qui fait qu'une impulsion positive se trouve appliquée, par l'intermédiaire de C_1, sur la base de (2). Ce transistor se trouve alors bloqué; l'impulsion prenant naissance sur son collecteur, transmise par C_2, rend la base de (1) négative. Cela détermine un fort courant de collecteur dans (1) qui décharge C_1. Pendant toute la durée de la décharge, (2) reste bloqué, si bien que le cycle suivant ne peut commencer que lorsque C_1 s'est entièrement déchargée. L'amplitude du signal de sortie est ainsi comprise entre les régions I et V; elle peut donc être très forte.

En utilisant, pour (1), un « drift » tel que SFT315, on peut observer une amplitude de sortie de 90 V pointe à pointe, bien que, faisant preuve d'une extrême prudence, le fabricant n'indique qu'une tension maximale de 40 V pour ce transistor. En faisant suivre une telle base de temps par un étage

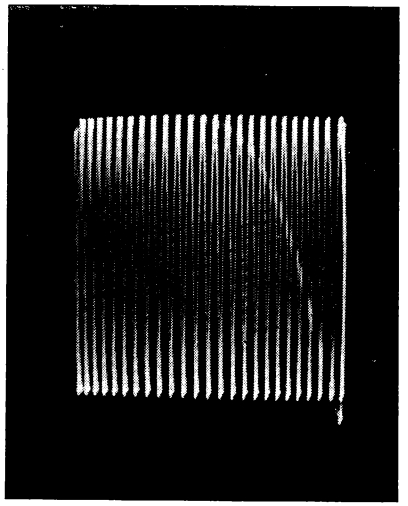


Fig. 429. — Oscillogramme obtenu en utilisant la base de temps de la figure 428 en déviation horizontale.

inverseur de phase, également suralimenté, on peut donc obtenir une amplitude suffisante pour balayer un tube cathodique d'oscilloscope de façon symétrique. Un oscillogramme obtenu dans de telles conditions est reproduit dans la figure 429; il correspond à une fréquence de balayage de 5 kHz.

Par le rhéostat R_1, on peut régler la fréquence de relaxation dans un rapport supérieur à 10. En quatre gammes, on peut ainsi facilement couvrir une plage s'étendant de 20 Hz à 200 kHz, les valeurs de C_1 s'échelonnant entre 100 nF et 100 pF, celles de C_2 entre 10 nF et 50 pF. La base de temps peut être synchronisée comme cela est indiqué dans le schéma, ou encore par des impulsions appliquées sur la base du transistor (2). Si, dans ce dernier cas, on règle R_2 sur une saturation relativement forte de (2), on peut obtenir, par des impulsions positives, un déclenchement sans retour préalable. Le niveau de ce déclenchement peut être ajusté par R_2 qui permet ainsi de passer progressivement du fonctionnement en relaxation à celui demandant un signal extérieur de déclenchement.

UTILISATION DES TRANSISTORS SPÉCIAUX

Caractéristiques des transistors à jonction unique.

Lors de l'étude du fonctionnement de la diode à double base (fig. 30 et 31), nous avons vu que cette dernière présente une résistance négative entre deux de ses électrodes. Elle peut donc être utilisée seule dans des montages de bascules stables et astables où normalement deux éléments amplificateurs sont nécessaires.

Lorsque l'émetteur reste ouvert, on mesure, en appliquant une tension de l'ordre de 5 V, une résistance comprise entre 5 et 10 kΩ entre les deux connexions de base. Comme ces dernières sont électriquement neutres, la polarité de la source n'a pas d'influence sur cette résistance. Cependant, lorsqu'on utilise l'émetteur comme électrode de commande, on doit appliquer la tension d'alimentation avec le pôle positif sur B_2. Dans ce cas, on peut représenter le transistor à jonction unique par le schéma équivalent de la figure 430.

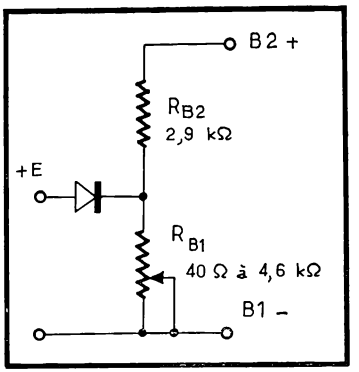


Fig. 430. — Schéma équivalent d'un transistor à jonction unique.

Lorsqu'on applique, entre B_1 et E, une tension continue de façon à rendre positif l'émetteur, la diode d'émetteur deviendra conductrice. Pour cela, il faut que la tension d'émetteur soit de 0,7 V environ plus grande que la fraction de la tension d'alimentation qui apparaît aux bornes de R_{B1}. Si on appelle V_{BB} la tension entre les deux bases, la diode d'émetteur ne deviendra conductrice que pour une tension d'émetteur :

$$V_E > m\ V_{BB} + 0{,}7\ V,$$

où m est une grandeur caractéristique du transistor :

$$m = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}.$$

C'est évidemment la valeur de repos de R_{B1} qui est à utiliser dans l'expression précédente, soit 4 600 Ω dans le cas du transistor 2 N 492 pour lequel est valable la figure 430.

Quand la tension d'émetteur devient suffisamment positive pour que la diode d'émetteur puisse conduire, la résistance entre émetteur et B_1 diminue fortement, tandis que R_{B2} reste constante. Dans le tableau ci-dessous, la valeur de R_{B1} est indiquée pour différents courants d'émetteur I_E.

I_E (mA)	R_{B1} (Ω)
0	4 600
1	2 000
2	900
5	240
10	150
20	90
50	40

Bien entendu, la fraction de V_{BB} apparaissant aux bornes de R_{B1} diminue, quand le courant d'émetteur augmente. Cela signifie que le transistor présente, entre émetteur et base 1, une résistance négative d'entrée.

Ce phénomène est illustré par le réseau de caractéristiques de la figure 431, où la tension d'émetteur V_E est représentée en fonction du courant

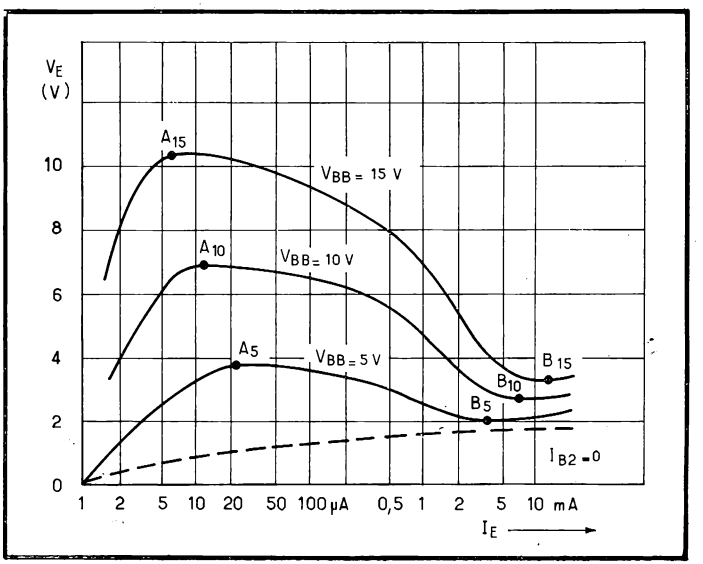


Fig. 431. — Réseau de caractéristiques d'un transistor à jonction unique.

d'émetteur I_E, pour diverses tensions entre les deux bases (V_{BB}). Une échelle logarithmique étant utilisée pour le courant d'émetteur, la forme des courbes diffère, dans leur aspect, de celle de la figure 29. Par contre, on arrive ainsi à reconnaître plus précisément les points A et B entre lesquels la résistance d'entrée est négative. C'est à partir des points A que la conduction directe de la diode d'émetteur commence. En B, la chute de tension sur R_{B1}, due

à I_E, l'emporte sur celle due au courant interbases, si bien que la résistance d'entrée devient de nouveau positive. On voit que la région à résistance d'entrée négative est d'autant plus étendue que la tension d'alimentation V_{BB} est plus grande. Les points A correspondent à des courants d'émetteur de l'ordre de 10 μA. C'est ce courant qui est nécessaire pour le déclenchement, lorsqu'on utilise le transistor en thyratron.

Les transistors unijonction actuellement courants dans le commerce admettent des dissipations de l'ordre de 400 mW, et, pour le courant d'émetteur,

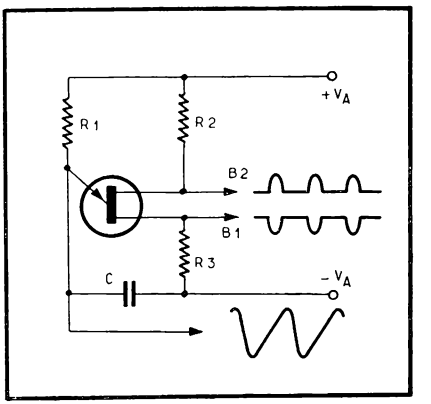


Fig. 432. — Relaxateur produisant une tension en dents de scie.

des valeurs moyennes de l'ordre de 50 mA, ou de 2 A en pointe. La tension inverse d'émetteur peut atteindre 60 V, celle d'interbases 50 V. La grandeur m varie entre 0,5 et 0,7, suivant type. Les capacités internes de ces triodes sont suffisamment réduites pour qu'il soit possible d'obtenir encore des oscillations à 0,5 ou 1 MHz.

Montages à transistors unijonction.

Un oscillateur de relaxation très simple est reproduit dans la figure 432. Dès la mise sous tension, le condensateur C se trouve chargé par l'intermédiaire de la résistance R_1. Lorsque la tension à ses armatures est devenue suffisamment élevée, la diode d'émetteur devient conductrice, ce qui déclenche un phénomène d'avalanche qui décharge le condensateur C. Ce phénomène prend fin quand le point de fonctionnement atteint la région B (fig. 431); le condensateur se charge alors de nouveau jusqu'au cycle suivant.

Sur l'émetteur, on recueille une tension en dents de scie, et des impulsions de polarités opposées sur les deux connexions de base. La fréquence de récurrence est fonction des valeurs de R_1 et de C_1. La première peut varier entre 2 kΩ et 2 MΩ sans que les oscillations cessent. La résistance R_2 sert pour la compensation de température; sa valeur optimale est

$$R_2 = \frac{0{,}65\ R_{BB}}{m\ V_A}.$$

La fréquence d'oscillation est, approximativement,

$$f = \frac{1}{R_1 \, C \, ln \, [1/(1-m)]} .$$

La résistance R_2 influe sur l'amplitude de la dent de scie ainsi que sur la durée du retour; on la prendra nulle, si on désire que ce retour soit aussi bref que possible.

La forme d'onde produite par le relaxateur de la figure 432 n'étant pas une dent de scie parfaite, on aura souvent avantage à utiliser le montage de la figure 433, qui se distingue par une excellente linéarité.

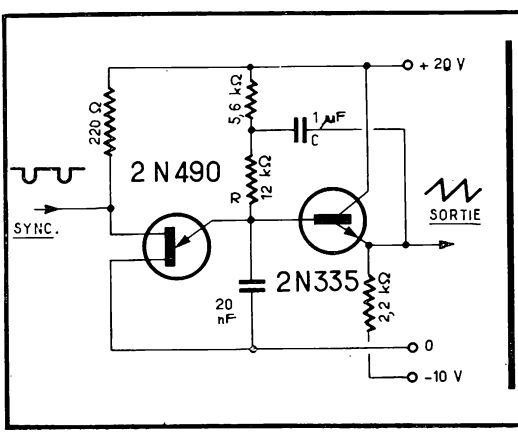


Fig. 433. — En combinant un transistor à jonction unique avec un n-p-n ordinaire, on obtient un générateur produisant une tension en dents de scie très linéaire.

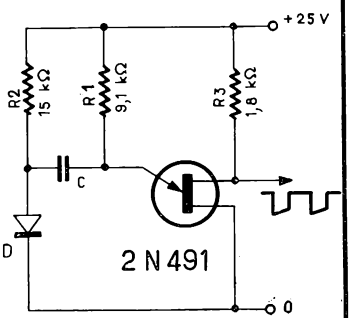


Fig. 434. — Le rapport cyclique de ce multivibrateur dépend du rapport entre les résistances R_1 et R_2.

Le montage précédent se trouve complété ici par un transistor *n-p-n* qui est utilisé en tampon, ce qui rend indépendantes de la charge connectée à la sortie la forme et la fréquence du signal. De plus, on obtient, par les éléments R et C, un effet de linéarisation.

Avec les valeurs indiquées dans le schéma de la figure 433, on obtient une fréquence de travail de l'ordre de 2 kHz. L'amplitude de la tension de sortie est de 12 V pointe à pointe. Une synchronisation de ce générateur est possible en appliquant des impulsions négatives sur B_2.

Le schéma d'un générateur produisant une tension rectangulaire est reproduit dans la figure 434. En ce qui concerne la charge du condensateur C, le fonctionnement de ce montage est identique à celui de la figure 432, car la diode D est alors conductrice. Aussitôt que le régime de conduction entre émetteur et B_1 est atteint, la diode cesse de conduire, car la tension sur E devient alors plus faible, et C garde encore sa charge qui ne s'écoule que lentement dans R_1 et R_2. Quand cette décharge est terminée, D devient de nouveau conductrice, et un autre cycle commence. La durée pendant laquelle

le transistor est bloqué dépend essentiellement de la valeur de R_1, tandis que la durée de conduction est principalement fonction de R_2.

Avec les valeurs indiquées dans le schéma, on obtient une fréquence de travail de 1 kHz environ. L'amplitude de la tension de sortie, recueillie entre les deux bases, est de 5 V pointe à pointe.

Par le montage de la figure 435 on peut obtenir un retard précis dans la réponse d'un relais. C'est encore au principe exposé à propos de la figure 432 qu'on fait appel ici, le relais étant inséré dans la connexion de B_1. Lorsqu'on manœuvre le bouton B, il se passe un certain temps avant que le condensateur C soit chargé. Ce n'est qu'alors que le relais agit. L'un de ses contacts est utilisé pour mettre en service une résistance R_2 maintenant le relais excité aussi longtemps que le contact B se trouve fermé.

Avec ce montage, il est facile d'obtenir des retards de l'ordre d'une seconde par microfarad de la capacité C. Le résistance R_2 est à choisir, suivant la sensibilité du relais, de façon que ce dernier se trouve bien maintenu lorsqu'il est excité.

En dehors des exemples cités ici, le transistor à jonction unique est également utilisable dans des montages bascules, de comptage, etc., où il peut assumer le même rôle qu'un thyratron à cathode chaude ou froide. De même, un seul transistor à jonction unique permet souvent de remplacer deux transistors ordinaires dans un montage par tout ou rien, ce qui permet une importante simplification.

Application du thyratron solide.

Un montage présentant une grande analogie avec un circuit à thyratron à gaz est représenté dans la figure 436. Il s'agit d'un redresseur dont on peut

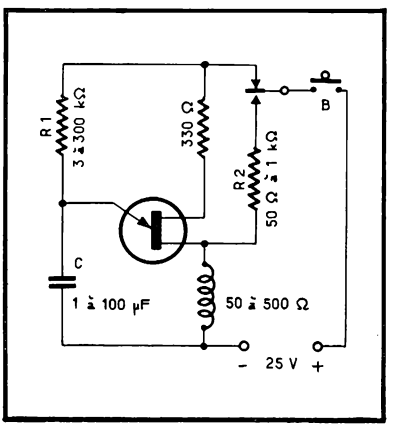


Fig. 435. — Ce montage temporisateur permet d'obtenir un retard de plus d'une minute.

commander la puissance de sortie dans certaines limites. Si la tension de commande est minimum, la conduction n'a lieu qu'aux crêtes de la tension alternative. Pour une valeur suffisamment forte de cette tension de commande, on obtient, par contre, une conduction pendant la durée entière d'une alter-

nance. Il est à noter que l'impédance d'entrée de l'électrode de commande est relativement élevée; mais il faut appliquer une tension de commande de plusieurs volts. On trouve donc, là encore, une propriété rappelant le fonctionnement du thyratron à gaz.

Dans le relais photo-électrique de la figure 437, dont le schéma a été emprunté d'une documentation Thomson-Houston, un thyratron solide se trouve utilisé conjointement avec un transistor à jonction unique et une photodiode comportant deux jonctions opposées. Cette particularité permet à cette diode de travailler sous une alimentation en alternatif brut.

Pendant l'alternance du réseau d'alimentation qui rend négative l'anode (flèche) du thyratron, une tension de 24 V apparaît aux bornes des diodes D_1 et D_2; et le courant délivré par la photodiode charge le condensateur C_1. Pendant la durée de cette alternance, le transistor à jonction unique n'est pas alimenté, puisque les diodes D_3 et D_4 conduisent dans le sens direct. L'émetteur de ce transistor étant négatif par rapport à la base 1, le courant dans cette électrode est très faible.

Lorsque l'anode du thyratron devient positive par rapport à la cathode, le transistor unijonction se trouve alimenté. La tension aux bornes des diodes de Zener D_1 et D_2 s'annule avec un retard provoqué par le condensateur C_2; et, si la charge de C_1 est suffisante, le potentiel d'émetteur du transistor

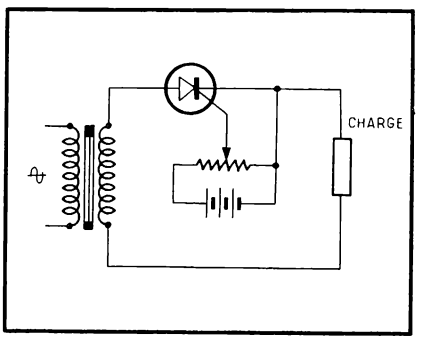


Fig. 436. — Alimentation réglable équipée d'un thyratron solide.

unijonction peut atteindre le point d'amorçage. Le condensateur C_1 se décharge alors dans l'électrode de commande du thyratron et libère, dès le début de l'alternance positive, toute l'énergie par laquelle la photo-diode l'avait chargé pendant l'alternance précédente. Si, par contre, la charge de C_2 a été insuffisante pour provoquer l'amorçage, la photodiode qui se trouve maintenant alimentée sous une tension inverse par rapport à celle de l'alternance précédente, décharge C_1, ce qui évite un amorçage en cours d'alternance.

Transistor à effet de champ.

Le *tecnétron* était l'un des premiers transistors à effet de champ ayant été consacré par une fabrication en série. La figure 438 montre le réseau de caractéristiques d'un tel semiconducteur. La tension d'anode est ici

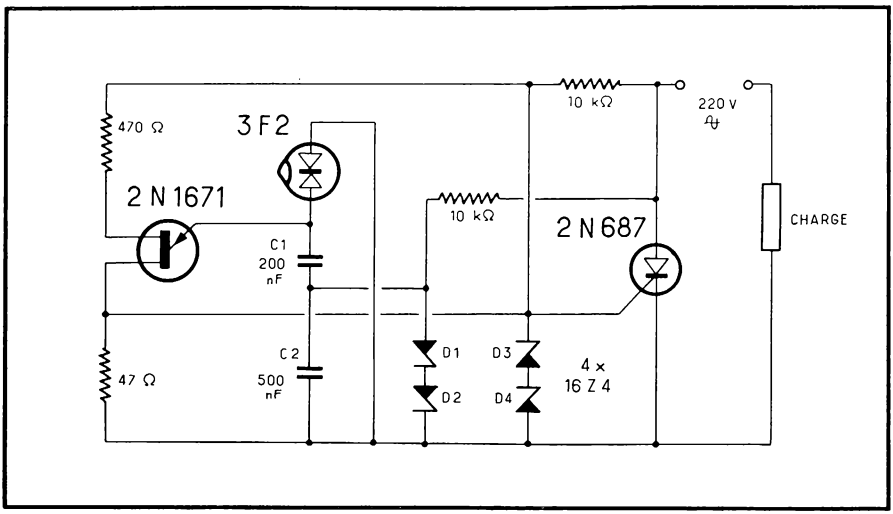


Fig. 437. — Ce relais photo-électrique permet de commuter un courant de plusieurs ampères, directement sur un réseau d'alimentation de 110 ou 220 V.

donnée en fonction du courant d'anode, avec la tension de l'électrode commande, V_n, comme paramètre. Le principal avantage du tecnétron est sa forte résistance d'entrée qui atteint 5 MΩ en moyenne pour certains modèles. La pente, par contre, n'est que de l'ordre de 70 µA/V. Ces valeurs permettent de calculer que le gain en courant d'un tecnétron serait de 350 environ. Dans son principe de fonctionnement, un tecnétron équivaudrait donc à un transistor ayant le gain en courant mentionné et dans la connexion de base duquel on aurait inséré une résistance de 5 MΩ. Cependant, le transistor qu'on aurait ainsi « déguisé » en tecnétron offrirait une amplification plus linéaire et se contenterait de tensions d'alimentation plus faibles que ce dernier.

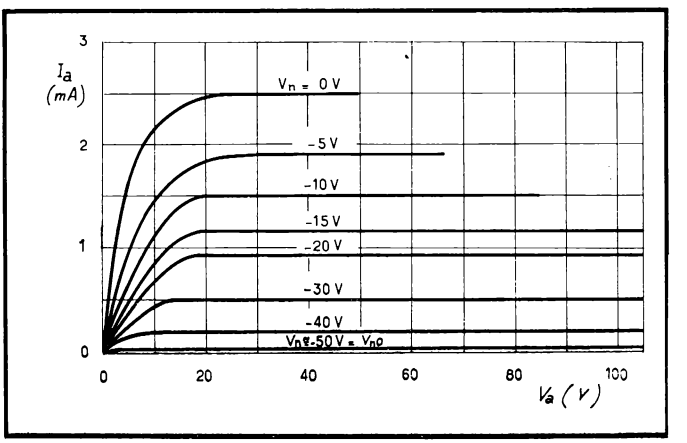


Fig. 438. — Réseau de caractéristiques d'un tecnétron.

Par contre, le tecnétron est plus avantageux en ce qui concerne l'effet de température. En effet, la variation du courant d'anode ne dépasse pas 7 %, quand la température ambiante passe de 20 à 70 °C. De plus, il se distingue par des capacités interélectrodes particulièrement faibles. Ainsi on trouve

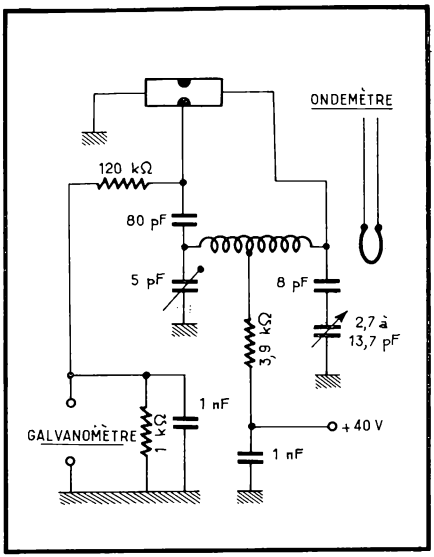


Fig. 439. — En oscillateur, le tecnétron se distingue par une grande stabilité.

des capacités comprises entre 0,1 et 0,3 pF entre émetteur d'une part, et anode ou électrode de commande d'autre part, et de 0,05 à 0,15 pF entre cette dernière et l'anode.

Grâce à ces particularités, le tecnétron peut être utilisé assez avantageusement en oscillateur quand on demande une grande précision de fréquence. Cette dernière peut atteindre la valeur de 10^{-4}; des oscillations peuvent encore être obtenues à plus de 100 MHz.

Le schéma d'un oscillateur couvrant la gamme de 98 à 119 MHz est reproduit dans la figure 439. Le tecnétron se trouve ici polarisé par l'effet de détection que présente l'électrode de commande. Par le galvanomètre inséré dans le circuit de cette dernière, on peut mesurer le courant ainsi détecté et mettre en évidence la présence d'oscillations.

APPENDICE

REPRÉSENTATIONS ÉQUIVALENTES DU TRANSISTOR

Paramètres hybrides.

La forme générale de la représentation équivalente en paramètres hybrides est donnée dans la figure A-1. En partant de cette représentation, on peut établir les relations :

$$v_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, v_2;$$
$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, v_2;$$
$$e_1 = v_1 + i_1\, R_1;$$
$$v_2 = i_2\, R_2.$$

Les paramètres utilisés sont :

h_{11}, résistance d'entrée à sortie fermée,
h_{12}, transfert inverse en tension, à entrée ouverte,
h_{21}, transfert direct en courant, à sortie fermée,
h_{22}, conductance de sortie, à entrée ouverte.

Il est à remarquer que le symbole h est utilisé ici indépendamment de la dimension physique du paramètre.

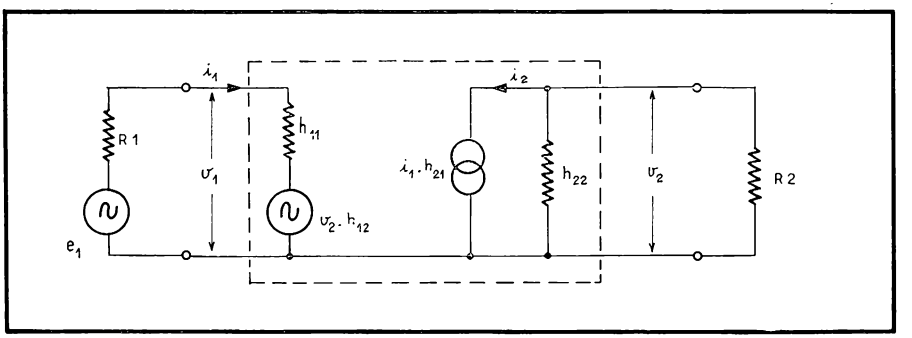


Fig. A-1. — Représentation équivalente avec paramètres hybrides.

Des relations fondamentales données ci-dessus, on peut déduire les caractéristiques de fonctionnement d'un transistor. Les plus importantes de ces caractéristiques sont :

Résistance d'entrée : $$r' = \frac{h_{11} + \Delta h\ R_2}{1 + h_{22}\ R_2}$$

Résistance de sortie : $$\rho' = \frac{h_{11} + R_1}{\Delta h + h_{22}\ R_1}$$

Gain en tension : $$A = \frac{h_{21}\ R_2}{h_{11} + \Delta h\ R_2}$$

Gain en courant : $$\beta' = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}\ R_2}$$

Gain en puissance : $$G = \frac{h_{21}^2\ R_2}{(1 + h_{22}\ R_2)\ (h_{11} + \Delta h\ R_2)}$$

Gain maximal en puissance : $$GM = \frac{h_{21}^2}{(\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11}\ h_{22}})^2}$$

Résistance de sortie à l'adaptation : $$R_{2adp} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}\ \Delta h}}$$

Résistance d'entrée à l'adaptation : $$R_{1adp} = \sqrt{\frac{h_{11}\ \Delta h}{h_{22}}}$$

Pour simplifier l'écriture de ces relations, on y a fait apparaître le déterminant

$$\Delta h = h_{11}\ h_{22} - h_{12}\ h_{21}.$$

Ces expressions sont valables pour le montage E.C. à condition d'utiliser les paramètres E.C., pour le montage C.C. quand on utilise les paramètres C.C., etc. Pour distinguer entre les paramètres des trois montages fondamentaux, on peut écrire

h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e} ou h_{11be}, h_{bce}, h_{ebe}, h_{cce} ou h_{11}', h_{12}', h_{21}', h_{22}', ou h_{1e}, h_{re}, h_{fe}, h_{2e} ou h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe} pour le montage E.C.

h_{11c}, etc. ou h_{bbc}, h_{bec}, h_{ebc}, h_{eec}, ou h_{11}'', etc. ou h_{1c}, etc., pour le montage C.C.; h_{11b}, etc ou h_{ecb}, h_{ecb}, h_{ccb}, h_{ccb} ou h_{11}, etc. ou h_{1b}, etc., pour le montage B.C.

La correspondance entre les paramètres hybrides des différents montages fondamentaux est donnée par les relations

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}} \qquad h_{11c} = h_{11c}$$

$$h_{12e} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 + h_{21b}} \qquad h_{12c} = 1 - h_{12c}$$

$$h_{21e} = \frac{-h_{21}}{1 + h_{21b}} \qquad h_{21c} = -(h_{21e} + 1)$$

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}} \qquad h_{22c} = h_{22e}$$

$$\Delta h_e = \frac{\Delta h_b}{1 + h_{21b}} \qquad \Delta h_c = \Delta h_c + h_{21c} - h_{12c} + 1$$

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{12b} = \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{21b} = \frac{- h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$$

$$\Delta h_b = \frac{\Delta h_e}{1 + h_{21e}}$$

Finalement, nous donnerons les relations permettant de transformer les paramètres hybrides en universels, et inversement.

$$r = h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$$

$$s = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} = \frac{h_{21b}}{h_{11b}}$$

$$\mu = h_{12e} = \frac{h_{11b}\, h_{22b}}{1 + h_{21b}} - h_{12b}$$

$$\varrho = \frac{h_{11e}}{\Delta h_e} = \frac{h_{11b}}{\Delta h_b} = \frac{1}{h_{22e} - \mu\, s}$$

$$h_{11e} = r$$
$$h_{12e} = \mu$$
$$h_{21e} = sr = \beta$$
$$h_{22e} = (1/\varrho) + \mu\, s$$
$$\Delta h_e = r/\varrho$$

Paramètres d'admittances.

Un circuit équivalent comportant uniquement des admittances est représenté dans la figure A-2. Les relations fondamentales sont

$$i_1 = y_{11}\, v_1 + y_{12}\, v_2 = (e_1 - v_1)/R_1,$$
$$i_2 = y_{21}\, v_1 + y_{22}\, v_2 = v_2/R_2.$$

Les paramètres utilisés sont définis comme

y_{11}, admittance d'entrée à sortie fermée,
y_{12}, admittance de réaction, ou pente inverse, à entrée fermée,
y_{21}, admittance de transfert, ou pente directe, à sortie fermée,
y_{22}, admittance de sortie, à entrée fermée.

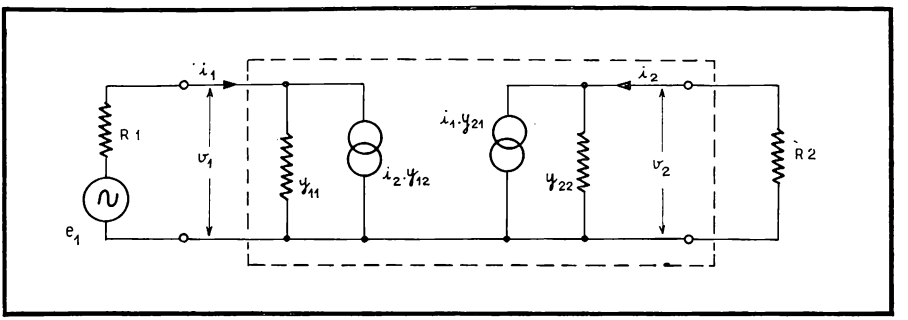


Fig. A-2. — Représentation équivalente avec paramètres d'admittances.

On reconnaît une parenté étroite avec le quadripôle de la figure 325 dont les paramètres peuvent être transformés en ceux utilisés ici par les relations

$$y_{11} = g_1 + j\, c_1\, \omega,$$
$$y_{12} = y_r,$$
$$y_{21} = y_t,$$
$$y_{22} = g_2 + j\, c_2\, \omega.$$

Pour calculer les caractéristiques de fonctionnement, on peut utiliser les relations

Résistance d'entrée $$r' = \frac{1 + y_{22}\, R_2}{y_{11} + \Delta y\, R_2}$$

Résistance de sortie $$\rho' = \frac{1 + y_{11}\, R_1}{y_{22} + \Delta y\, R_1}$$

Gain en tension $$A = \frac{-\, y_{21}\, R_2}{1 + y_{22}\, R_2}$$

Gain en courant $$\beta' = \frac{y_{21}}{y_{21} + \Delta y\, R_2}$$

Gain en puissance $$G = \frac{y_{21e}^2\, R_2}{(1 + y_{22}\, R_2)\,(y_{11} + \Delta y\, R_2)}$$

Gain maximal en puissance $$GM = \frac{y_{21}^2}{(\sqrt{\Delta y} + \sqrt{y_{11}\, y_{22}})^2}$$

Résistance de sortie à l'adaptation $$R_{2adp} = \sqrt{\frac{y_{11}}{y_{22}\, \Delta y}}$$

Résistance d'entrée à l'adaptation $$R_{1adp} = \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}\, \Delta y}}$$

Ici encore, on fait intervenir le déterminant

$$\Delta y = y_{11}\, y_{22} - y_{12}\, y_{21}.$$

Les notations utilisées pour distinguer entre les divers montages fondamentaux sont les mêmes que précédemment. Si les paramètres sont donnés par le montage E.C., on trouve, pour ceux des montages C.C. et B.C.,

$$y_{11c} = y_{11e} \qquad y_{11b} = y_{11e} + y_{21e}$$

$$y_{12c} = y_{11e} - y_{12e} \qquad y_{12b} = y_{12e} - y_{22e}$$

$$y_{21c} = -(y_{11e} + y_{12e}) \qquad y_{21b} = -y_{21e}$$

$$y_{22c} = y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e} \qquad y_{22b} = y_{22e}$$

$$\Delta y_c = \Delta y_e \qquad \Delta y_b = \Delta y_e$$

A condition de considérer les paramètres hybrides comme grandeurs complexes, on peut effectuer les transformations.

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}} \qquad y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$$

$$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}} \qquad y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$$

$$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}} \qquad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

$$h_{22} = \frac{\Delta y}{y_{11}} \qquad y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}}$$

$$\Delta h = \frac{y_{22}}{y_{11}} \qquad \Delta y = \frac{h_{22}}{h_{11}}$$

Ces expressions sont valables indépendamment du montage fondamental utilisé, pourvu que ce soit le même dans les deux systèmes de paramètres.

Entre paramètres d'admittances et universels, on peut établir les relations

$$r = 1/y_{11e} \qquad y_{11e} = 1/r$$

$$s = y_{21e} \qquad y_{21e} = s$$

$$\mu = -(y_{12e}/y_{11e}) \qquad y_{12e} = -(\mu/r)$$

$$\varrho = 1/y_{22e} \qquad y_{22e} = 1/\varrho$$

La forme principale des paramètres universels étant celle du montage E.C., il suffit, pour calculer les paramètres C.C. ou B.C. (r_c, s_c, etc ou r_b, s_b, etc.), d'utiliser les paramètres y correspondants (y_{11c}, y_{12c}, etc. ou y_{11b}.

y_{12b}, etc.). Cependant, à moins qu'on ne considère les paramètres universels comme grandeurs complexes, ces transformations ne sont valables qu'en B.F., quand les admittances peuvent être ramenées à des conductances.

Représentation en T.

Les représentations équivalentes des figures A-3 et A-4 ne sont que très rarement utilisées en pratique, car leurs paramètres ne sont pas tous accessibles par une mesure directe. Cependant, elles ont l'avantage qu'on peut

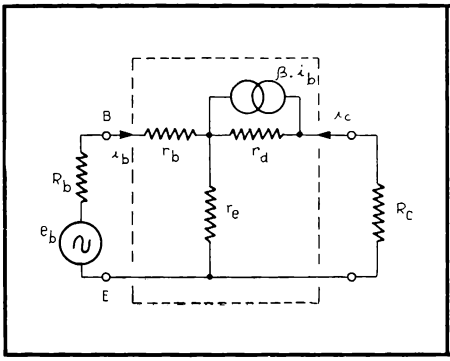


Fig. A-3. — Quadripôle en T valable pour le montage émetteur commun.

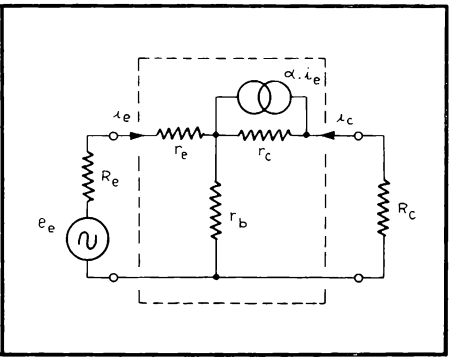


Fig. A-4. — Quadripôle en T valable pour le montage base commune.

apprécier très facilement le rôle d'une résistance qu'on serait amené à connecter en série avec l'une des électrodes. Il suffit, en effet, d'ajouter la valeur de cette résistance à celle de la résistance interne correspondante.

Nous nous contenterons de donner ici les relations permettant de transformer les paramètres T en universels. Soit, dans le cas du montage émetteur commun,

$$r = r_b + r_e\,(1 + \beta) \qquad r_b = r - \frac{\mu\,\varrho\,(1 + s\,r)}{1 + \varrho\,\mu\,s}$$

$$s = \frac{\beta}{r_b + r_e\,(1 + \beta)} \qquad \beta = s\,r$$

$$\mu = \frac{r_e}{r_d} \qquad r_e = \frac{\varrho\,\mu}{1 + \varrho\,\mu\,s}$$

$$\varrho = \frac{r_d\,[r_b + r_e\,(1 + \beta)]}{r_b + r_e} \qquad r_d = \frac{\varrho}{1 + \varrho\,\mu\,s}$$

et, dans celui où on veut obtenir les paramètres universels E.C. en partant des paramètres base commune du quadripôle en T (fig. A-4),

$$r = \frac{r_b (1 - \alpha) + r_e}{1 - \alpha} \qquad r_e = \frac{\rho \mu}{1 + \rho \mu s}$$

$$s = \frac{\alpha}{r_b (1 - \alpha) + r_e} \qquad \alpha = \frac{s r}{1 + s r}$$

$$\mu = \frac{r_e}{r_c (1 - \alpha)} \qquad r_b = r - \frac{\mu \rho (1 + s r)}{1 + \rho \mu s}$$

$$\rho = \frac{r_c [r_b (1 - \alpha) + r_c]}{r_b + r_e} \qquad r_c = \frac{\rho (1 + s r)}{1 + \rho \mu s}$$

Dans une version légèrement différente de celle donnée dans les figures 3 et 4, le quadripôle en T possède non pas un générateur de courant, mais un générateur de tension $i_1 r_m$ qui se trouve connecté en série avec r_d ou r_c. La résistance mutuelle r_m est alors équivalente à l'inverse de la pente. Les termes r_b et r_c utilisés ici pour les résistances de sortie sont, évidemment, différents des notations r_b et r_c qu'on avait employées, avec les paramètres universels, pour désigner la résistance d'entrée en base commune ou en collecteur commun.

BIBLIOGRAPHIE

M. C. KIDD, W. HASENBERG et W. M. WEBSTER, R.C.A. *Review*, n° 1/1955, p. 16 à 33, Princetown, mars 1955;

L. P. HUNTER, *Handbook of Semiconducteur Electronics, Mc Graw-Hill*, New York, 1956;

R.F. SHEA, *Transistor Circuit Engineering, Wiley*, New York, 1957;

W. TAEGER, *Transistoren Taschenbuch, Schiele et Schön*, Berlin, 1957;

Auto-Radio à transistors, Toute la radio, Paris, novembre 1956;

Le transistor en haute fréquence, Toute la Radio, Paris, décembre 1957;

Transistors en liaison directe, Radio Mentor, Berlin, mai 1957;

O. LIMMAN, *Alimentation stabilisée avec et pour transistors, Funkschau*, Munich, n° 11, juin 1957;

A. HAIDEKKER, *Le transistor producteur d'impulsions en électronique industrielle, Elektronische Rundschau*, Berlin, octobre 1956;

Etage de conversion avec un transistor OC 44, Funkschau, Munich, janvier 1957;

O. LIMANN, *Récepteur de poche, Funkschau*, Munich, février 1957;

P. BIKKER et P. F. MOLEMANN, *Amplificateurs M. F. à transistors, Radio Mentor*, Berlin, novembre 1956;

R. S. DUNCAN, *Transistor comme détecteur à super-réaction, Radio-Electronics*, New York, février 1957;

R. R. WEBSTER, *Calcul des bobinages pour transistors, Electronics*, New York, août 1955;

H. L. ARONSON, *La résistance thermique dans la technique des transistors, Control Engineering*, New York, octobre 1956;

H. BENEKING, K. KUPFERSCHMIDT et H. WOLF, *Micro-ampèremètre électronique à transistors, Elektronische Rundschau*, Berlin, octobre 1956.

G. C. DACEY et I. M. ROSS, *A unipolar Field-effect transistor, Proceedings I.R.E.*, n° 8, 1953, p. 970 et *Bell System Technical Journal*, n° 6, 1955, p. 1149 à 1189;

Le tecnétron, Toute la Radio, n° 223, février 1958.

Du tube électronique au transistor, série d'articles parus dans *Radio-Constructeur et Dépanneur*, de septembre 1957 à octobre 1958.

Récepteur de télécommande 72 MHz entièrement à transistors, Toute la Radio, n° 230, novembre 1958.

Bobinages sur tores de ferrite pour récepteur à transistors, Toute la Radio, n° 228, septembre 1958.

Amplificateur M.F. équipé de transistors à barrière de surface et de tores de ferrite, Toute la Radio, n° 238, septembre 1959.

W. D. BEVITT, *Transistors Handbook,* Engleword Cliffs, 1958.

M. R. MOUSSON-GENON, *Normalisation internationale dans le domaine des dispositifs à semiconducteurs, Onde Electrique,* Paris, février 1958.

R. P. FRENZEL et F. W. GUTZWILLER, *Transistor-thyratron, Electronics,* New York, n° 13, 1958.

J.T. NELSON, J. E. IWERSEN et F. KEYWELL, *Transistors H. F. de puissance, Proceedings of the I.R.E.,* New York, juin 1958.

Récepteurs à transistors, Funkschau, Munich, février 1959.

H. NELSON, *Transistor à surface de base réduite, RCA Review,* Princeton, U.S.A., juin 1959.

R. TONNDORF, *Thyrathons solides et transistors unijonction, Elektronische Rundschau,* Berlin, 1959, p. 411.

A. V. J. MARTIN et H. SCHREIBER, *Transistor external parameters, AIEE Electronics Comitee,* New York, février 1959.

Paramètres universels tube-transistor, Toute la Radio, novembre 1959.

W. BENZ, *Représentations équivalentes du transistor, Elektronische Rundschau,* Berlin, janvier 1960.

Réseau universel des caractéristiques du transistor, Toute la Radio, février 1960.

W. LARASS, *Alimentations stabilisées à transistors, Elektronische Rundschau,* Berlin, février 1960.

R. F. SHEA, *Technique des circuits à Transistors,* Dunod, Paris, 1960.

J. HEBENSTREIT, *Bande passante dans les amplificateurs à transistors, Onde Electrique,* Paris, novembre 1960.

Constante de temps thermique d'un transistor, RCA, Semiconducteur Products Handbook, Sommerville, U.S.A., mars 1960.

Antifading dans les récepteurs à transistors, Toute la Radio, mars-avril 1960.

Amplificateur 10,7 MHz à transistors, Toute la Radio, novembre 1960.

Millivoltmètre B.F.-H.F. à transistors, Toute la Radio, janvier 1961.

H. J. THUY, *Problèmes thermiques des transistors, Elektronische Rundschau,* Berlin, février 1961.

Servomécanisme photo-magnétique, Toute la Radio, juin 1961.

Télécommande 27 MHz à transistors, Toute l'Electronique, 1962, n° 263 à 265.

Millivoltmètre à transistors pour tensions continues, Toute l'Electronique, 1962, n° 267.

Montages à impédance d'entrée élevée, Toute l'Electronique, 1963, n° 280.

Multivibrateurs astables à transistors, Radio-Constructeur, 1964, n° 197.

INDEX ALPHABÉTIQUE

— A —

Accepteur 28
Adaptation au minimum de bruit 157
— de distorsion 179
Alcatron 50
Alimentation stabilisée, réglable 291, 313, 322
Amplificateurs accordés 250
— apériodiques à large bande 240, 312
— moyenne fréquence .. 251, 256, 269
— — pour modulation de fréquence 251, 264
— à plusieurs étages 146
— de puissance 177
— sans transformateur .. 193, 211
Antifading 267, 271, 274
Attaque par transformateur ... 182

— B —

Bascules électroniques 297 300, 313
Base commune 114, 235
Base de temps 315, 320
Bruit de fond 156

— C —

Capacités de découplage et de liaison 77, 137, 148
— d'entrée à sortie fermée .. 226
— internes 215
— de sortie à entrée fermée 230
Caractéristiques dynamiques 68, 87, 179
— de fonctionnement H.F. 225
— haute fréquence 215
— $I_c = f(V_b)$ 62
— $I_c = f(V_c)$ 79
— limites 61, 160
— — transistors de puissance 170
— thermiques ... 133, 175, 197
Changement de fréquence 276
Charge en courant continu 150
— ohmique 85, 154
— — en haute fréquence 232
— de résistance négligeable en courant continu 150
Circuit thermique d'un transistor 198
Circuits correcteurs de fréquence 245
— intégrateurs et différentiateurs 299
Classe A 177
Classe A variable 207
Classe B 186
Collecteur commun 108
— applications 112
— expressions mathématiques .. 111
— en haute fréquence 235
— réseau universel 112
Commande adaptée 74
— par tension et par courant 73, 77, 82, 95
— en impulsions 283
Commutation des gammes 278
Comparaison hydraulique 57
— entre tube et transistor 58
Compensation de température .. 134
— sur plusieurs étages 153
Conditions de fonctionnement, de mesure 96, 101, 103
— en haute fréquence 244

Constante thermique de temps 152, 175, 188, 308
— mesure ... 161
Contre-réaction sur un seul étage 120
— interne ... 81
— en haute fréquence ... 228
— mesure ... 98
Convertisseurs asymétriques 289, 307
— symétriques ... 292
Correction de fréquence ... 245
Coude de saturation 68
— de Zener ... 31
Courant de base (d'entrée) constant ... 82, 95
— de commande ... 86
— initial ... 66
— inverse ... 30
Critère H.F. ... 234

— D —

Découplage d'alimentation 202
— d'émetteur ... 137
Détecteur de niveau ... 302
— de radiations ... 307
Détection ... 266
Diode d'antifading ... 273
— (détection par) ... 266
— à double base ... 49, 317
— à jonction ... 29
Dissipation au repos ... 187
Distorsion, calcul ... 180
— de coupure ... 189
Donneur ... 28
Droite de charge ... 83
— transistor de puissance ... 177
— classe B ... 186
Durée de commutation .. 284, 287
Durée de vie ... 20

— E —

Effet de champ ... 49
— de fréquence ... 79
— Miller ... 220, 231
— de température ... 127
— circuit équivalent ... 131
— Zener ... 31, 310
Emballement ... 149
Emetteur commun ... 108
— expressions mathématiques .. 104
Energie de libération ... 27
Epitaxie ... 44
Etage neutrodyné ... 226
— de sortie classe A ... 177
— symétrique ... 186
— série-parallèle ... 194, 212
— à transistors complémentaires 193, 196, 211

— F —

Facteur de bruit ... 156
Fréquence de coupure ... 217
— du gain en courant .. 217, 233
— de gain unité ... 234, 238
— en tension ... 240
— de la pente ... 218, 233
— de la réaction interne ... 220
— de transition ... 238

— G —

Gain composite ... 105
— en courant 35, 65, 87, 96, 228
— mesure ... 97
— disponible ... 105
— d'insertion 105
— maximal ... 105
— moyen de tension ... 92
— en puissance ... 71, 87
— haute fréquence 227, 234, 254
— en tension ... 70, 147
— base à base ... 168
Germanium ... 23
— pur ... 26, 41
Grandeurs d'utilisation ... 103
— H.F. ... 225

— H —

Hyperbole de dissipation maximale ... 83
Hybrides (paramètres) 106, 325.

— I —

Impédance d'attaque ... 230, 243
— d'entrée ... 226, 235
— avec charge quelconque ... 231

Impulsions 283
Indices 14
Inversion de phase 68
— (étages d') 191

— L —

Laminar 45
Liaison (capacité de) 148
— par circuit oscillant.. 251, 255
— par circuits couplés.. 256, 274
— en courant continu 150
— par diode 151
— directe 150, 183, 300
— par résistance-capacité 147, 183, 191
— par transformateur .. 146, 182
— par transistor collecteur commun 151, 185, 191
— Complémentaire 154
Limitation par blocage 78
Limitation par saturation 77
Limite d'entretien 260
Limiteur 302

— M —

Mesures sur un étage d'amplification 167
— sur un transistor 159
Montages fondamentaux 103
— comparaison 118
— en haute fréquence 235
— symétriques série - parallèle 193, 196, 211
Multivibrateur 295, 320

— N —

Neutrodynage 233
Notations 11, 13

— O —

Oscillateurs 259, 322
— base commune 262
— collecteur commun 261
— L-C 259
— à quartz 263
— à résistance-capacité 264

— P —

Paramètres d'admittances 327
— H.F. 216
— mesure 223
— variations 221
— hybrides 105, 325
— universels 59
— en contre-réaction .. 122, 124
— déduction du réseau de courbes 99
— définition 94
— expressions déduites 104
— mesure 96
— du montage base commune.. 114
— du montage collecteur commun 109
— représentation équivalente .. 93
— d'un transistor de puissance 171
— variations avec conditions de fonctionnement 101
Parcours libre 37
Pente 63
— apparente H.F. 226
— dynamique moyenne 87
— mesure 96
— nominale 64
Photo-diode 53, 309, 323
Photo-transistor 53
Physique des semiconducteurs .. 23
Planar 42
Plaques de refroidissement 199
Point (moyen) de fonctionnement 85, 177
— en liaison R-C 148
Polarisation 71
— calcul 105
— inverse 131, 310
— par tension et par courant.. 72
Pont à transistors 164
Porteurs majoritaires et minoritaires 29
Précautions à prendre 61
Prothèse auditive 206

— Q —

Quadripôle d'admittances 239, 328
— B.C. 115
— C.C. 110
— E.C. 94
— H.F. 217, 235, 237, 239
— hybride 325
— en T 330

— R —

Radiateurs 197
Réaction interne 80
— en haute fréquence 228
Refroidissement 197
Repérage des électrodes 159
Réseau de caractéristiques 83, 90
— (relevé de) 162
— tecnétron 323
— transistor à jonction unique 314
— transistor suralimenté 307
— universel 83
— en base commune 118
— en collecteur commun 112
— en contre-réaction .. 123, 126
— établissement 92, 173
— d'un transistor de puissance 171, 186
Résistance de charge 85, 88, 177, 187
— d'entrée 67
— mesure 96
— interne de réaction ... 80, 216
— moyenne d'entrée 87
— série de base 216
— de sortie 79
— mesure 98
— de saturation 81

— S —

Saturation 68, 303
Semiconducteur extrinsèque 27
Semiconducteur intrinsèque 25
Servo-mécanisme 308
Silicium 24
Statistor 50
Super-réaction 305
Surface-barrier 41
Symétrie complémentaire 193, 195, 211

— T —

Tecnétron 50, 322
Télécommande 303
Télévision 280, 306
Température ambiante 133
Température de jonction 133, 199
— mesure 161
Temporisateur 321
Temps de montée, de chute, etc. 284
Tension de base (d'entrée) constante 82, 95
— de déchet 68, 149
— inverse 30
— de repos au collecteur 86, 149
Thermistance 140
Thyratron solide 51, 321
Tonalité 204
Transformateur de courant continu 299
Transistor à alliage 37, 221
— à barrière de surface 40, 221
— à base mince 40, 221
— à couche intrinsèque 40
— à diffusion 39, 40
— « drift » 40, 221
— à effet de champ 49
— épitaxial 44
— à fusion 37
— au germanium et au silicium 37
— à jonctions 33, 38
— à jonction unique 48, 317
— laminar 45
— M.A.D.T. 41
— mesa 42
— planar 42
— p-n-i-p 40
— de puissance 46, 170
— de puissance H.F. 48
— suralimenté 310
— à tirage 37
— à triple diffusion 44
Trou 28

— U —

Unilatéralisation 230, 233, 251, 256
Univibrateur 301

— V —

Variation des paramètres 101
— en H.F. 221
Vérification des transistors 159
Voltmètre électronique à transistors 144

TABLE DES MATIÈRES

SYMBOLES ET NOTATIONS UTILISÉS

Représentations graphiques 9
Notations des grandeurs électriques 11
Notations principales 13
Indices 14

PREMIÈRE PARTIE

GÉNÉRALITÉS SUR LES SEMICONDUCTEURS

PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DES TRANSISTORS.

Jusqu'où ira le transistor? 17
Les difficultés d'utilisation 19
La durée de vie du transistor 20
Les tendances du développement 21

PHYSIQUE DES SEMICONDUCTEURS.

Conducteurs et isolants 23
Le semiconducteur intrinsèque 25
Le semiconducteur extrinsèque 27
La jonction *p-n* 29
Le transistor à jonctions 33

TECHNOLOGIE DES DIFFÉRENTS TYPES DE TRANSISTORS A JONCTIONS.

Fabrication des transistors par tirage et par alliage 37
Transistor à couche intrinsèque et à base diffusée 40
Transistor à base mince (surface-barrier et M.A.D.T.) 41

Transistor Mesa 42
Transistor planar 42
Epitaxie et triple diffusion 44
Les transistors de puissance 46
Transistors à jonction unique 48
Transistors à effet de champ 49
Le thyratron solide 51
Le photo-transistor 53

DEUXIÈME PARTIE

LE FONCTIONNEMENT DES TRANSISTORS B.F. DE FAIBLE PUISSANCE

COMPARAISON DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU TUBE ET DU TRANSISTOR.

De la physique vers l'électronique appliquée 56
Une comparaison hydraulique 57
Un tube déguisé en transistor 58

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE.

Deux précautions valent mieux qu'un fusible 61
La caractéristique $I_c = f(V_b)$ 62
La pente 63
Le gain en courant 65
La résistance d'entrée 67
Les caractéristiques dynamiques 68
La polarisation 71
Commande par tension et commande de courant 73
Commande adaptée 74
Expériences d'amplification 76
L'effet de fréquence 79
Les caractéristiques $I_c = f(V_c)$ 79

LES RÉSEAUX DE CARACTÉRISTIQUES.

Représentation graphique des caractéristiques d'un transistor 83
La droite de charge 84
Grandeurs déduites de la droite de charge 86
Choix de la résistance de charge 88
Autre représentation du réseau de caractéristiques 90
Etablissement du réseau universel 92

PARAMÈTRES POUR SIGNAUX FAIBLES.

La représentation équivalente 93
Définition des paramètres universels 94

Mesure des paramètres universels 96
Déduction des paramètres du réseau de courbes 99
Variations des paramètres 101
Calcul des grandeurs d'utilisation 103
Expressions déduites des paramètres universels 104
Calcul de la polarisation 105
Autres représentations équivalentes 106

LES TROIS MONTAGES FONDAMENTAUX.

Montage émetteur commun (E.C.) 108
Montage collecteur commun (C.C.) 108
Expressions régissant le montage collecteur commun 111
Réseau de caractéristiques du montage collecteur commun 112
Applications du montage C.C. 112
Montage base commune (B.C.) 114
Comparaison des trois montages fondamentaux 118

CONTRE-RÉACTION SUR UN SEUL ÉTAGE.

Les quatre types de contre-réaction 120
Contre-réaction shunt de tension 121
Contre-réaction série de courant 124

L'EFFET DE TEMPÉRATURE ET SA COMPENSATION.

Les aspects « tension » et « courant » de l'effet de température 127
L'effet d'emballement 129
Circuit équivalent à l'effet de température 131
Température de jonction et température ambiante 133
Compensation de température par contre-réaction shunt de tension .. 134
Compensation de température par contre-réaction série de courant .. 136
Compensation mixte 139
Compensation par thermistance 140
Correction par diode 142
Compensation par montage symétrique 144

AMPLIFICATEURS A PLUSIEURS ÉTAGES.

Liaison par transformateur 146
Liaison par résistance-capacité 147
Choix du point de fonctionnement en liaison R-C 148
Liaison en courant continu 150
Compensation de température sur plusieurs étages 153
Liaison par transistor complémentaire 154
Le bruit de fond dans les amplificateurs à transistors 156

MESURE SUR LES TRANSISTORS.

Vérification et repérage des électrodes 159
Mesure des caractéristiques limites 160
Mesure de la température et de la constante de temps thermique de jonction 161

Relevé d'un réseau de caractéristiques 162
Mesure des paramètres par la méthode du pont 164
Mesures sur un étage d'amplification 167

TROISIÈME PARTIE

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE

LES CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS DE PUISSANCE.

Caractéristiques limites 170
Les paramètres 171
Le réseau des caractéristiques 172
Caractéristiques thermiques 175

ÉTAGES DE SORTIE CLASSE A.

Tracé de la droite de charge 177
Adaptation au minimum de distorsion 179
Attaque par transformateur 182
Liaison R-C ou directe 183

ÉTAGES DE SORTIES SYMÉTRIQUES.

Droite de charge en classe B 186
Schémas d'amplificateurs symétriques classe B 191
Symétrie complémentaire 193
Montage symétrique série-parallèle 194

LE REFROIDISSEMENT DES TRANSISTORS DE PUISSANCE.

La résistance thermique 197
Le circuit thermique équivalent 197
Circuit thermique d'un transistor 198
Calcul des plaques de refroidissement 200

EXEMPLES DE RÉALISATION D'AMPLIFICATEURS B.F.

Préamplificateur de phonographe 204
Réglage de tonalité 204
Amplificateur pour prothèse auditive 206
Classe A variable 207
Amplificateur d'électrophone 209
Amplificateur à symétrie complémentaire 211
Amplificateur de puissance sans transformateur 212
Amplificateur de 25 W 214

QUATRIÈME PARTIE

LE TRANSISTOR EN HAUTE FRÉQUENCE

LES CARACTÉRISTIQUES H.F.

Le quadripôle équivalent au transistor H.F. 215
Les fréquences de coupure 217
Variation des paramètres 221
La mesure des paramètres 223
Calcul des caractéristiques de fonctionnement 225
La réaction interne 228
Neutrodynage et unilatéralisation 233
Les trois montages fondamentaux en H.F. 235
Autres paramètres et représentations équivalentes 238

AMPLIFICATEURS APÉRIODIQUES A LARGE BANDE.

La fréquence de coupure du gain en tension 240
Calcul d'un étage d'amplification à large bande 242
Circuits correcteurs de fréquence 245
Correction de fréquence par contre-réaction 248

AMPLIFICATEURS ACCORDÉS.

Choix du mode de liaison 250
Liaison par circuit oscillant 251
Exemple de calcul d'un circuit de liaison simple 254
Liaison par circuits couplés 256
Exemple de calcul d'une liaison par circuits couplés 257

OSCILLATEURS A TRANSISTORS.

La limite d'entretien dans les oscillateurs L-C 259
Schémas d'oscillateurs 261
Oscillateurs à quartz 263
Oscillateurs R-C 264

TECHNIQUE DES RÉCEPTEURS.

Détection par diode 266
Détection par transistor et antifading amplifié 267
Réalisation des amplificateurs M.F. 269
Influence de l'antifading sur l'accord et la sélectivité 271
Conversion et amplification H.F. 276
Circuits d'entrée en télévision 280

LE TRANSISTOR EN IMPULSIONS.

Impulsions de faible amplitude 283
Impulsions de forte amplitude, sans saturation 285
Impulsions de forte amplitude, avec saturation 286

CINQUIÈME PARTIE

APPLICATIONS SPÉCIALES ET TRANSISTORS SPÉCIAUX

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES.

Transformateurs de courant continu à conversion asymétrique 289
Convertisseurs symétriques 292
Alimentation régulée 293
Multivibrateurs 295
Bascule électronique 297
Circuits intégrateur et différentiateur 299
Montages en liaison directe 300
Détecteurs de niveau et limiteurs 302
Récepteur de télécommande 303
Applications en télévision 306
Détecteur de radiations 307
Servo-mécanisme 308

LE TRANSISTOR SURALIMENTÉ.

Conduction interne collecteur-base 310
Réseau de caractéristiques d'un transistor suralimenté 311
Applications de la conduction interne collecteur-base 313
Circuits instables 314

UTILISATION DES TRANSISTORS SPÉCIAUX.

Caractéristiques des transistors à jonction unique 317
Montages à transistors unijonction 319
Applications du thyratron solide 321
Transistor à effet de champ 322

APPENDICE

REPRÉSENTATIONS ÉQUIVALENTES DU TRANSISTOR.

Paramètres hybrides 325
Paramètres d'admittances 327
Représentation en T 330

⁂

BIBLIOGRAPHIE 333

⁂

INDEX ALPHABÉTIQUE 335

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

CARACTÉRISTIQUES UNIVERSELLES DES TRANSISTORS. — Courbes et caractéristiques détaillées, format 21-27.
Types BF (faible puissance) 40 p. ..... **5,40 F**
Types Puissance 40 p. ..... **5,40 »**
Types HF, 36 p. ..... **6,60 »**

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES, par **J.-P. Œhmichen.** — La solution de tous les problèmes électroniques. Étude des signaux : production, transformation, mesure et utilisation
276 pages, format 16-24 ..... **13,50 F**

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES (TECHNOLOGIE DES), par **R. Besson** — Étude technologique des résistances, bobinages et condensateurs.
264 pages, format 16-24 ..... **27,00 F**

EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS, par **J.-P. Œhmichen.** — Livre de base traitant de toutes les applications des semiconducteurs dans tous les secteurs de l'électronique.
376 pages, format 16-24 ..... **30,00 F**

GUIDE MONDIAL DES TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène ; types de remplacement ; tableaux par fonctions.
128 pages, format 13-21 ..... **12,00 F**

INITIATION A LA PRATIQUE DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Étude de la radio par la construction de 7 récepteurs à transistors.
128 pages, format 16-24 ..... **9,90 F**

LA TÉLÉVISION ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18-23 ..... **7,50 F**

LE TRANSISTOR ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE, par **E. Aisberg.** — La constitution d'un transistor, ses caractéristiques, son utilisation dans les récepteurs et montages électroniques.
148 pages, format 18-23 ..... **12,00 F**

MESURES ÉLECTRONIQUES, par **F. Haas.** — Notions de métrologie, mesures des grandeurs électriques, mesures des composants passifs et actifs, mesures des amplificateurs, sources de courant stabilisées.
264 pages, format 16-24 ..... **27,00 F**

RADIO-TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — D'une conception identique à celle de Radio-Tubes et de Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor.
144 pages, format 13-21 ..... **12,00 F**

RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION (TUBES ET TRANSISTORS), par **M. Varlin.** — Toute la technique et la pratique de la télévision en V.H.F. comme en U.H.F., à tubes comme à transistors. Argumentation faisant le moins possible appel aux mathématiques, mais montrant les phénomènes physiques.
296 pages, format 16-24 ..... **30,00 F**

RÉALISATION, MISE AU POINT ET DÉPANNAGE DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Pour ceux qui veulent construire eux-mêmes des récepteurs ou simplement en comprendre le fonctionnement.
80 pages, format 21-27 ..... **10,80 F**

RÉPARATION DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Rappel du fonctionnement des transistors ; outillage du dépanneur ; pratique du dépannage.
168 pages, format 16-24 ..... **18,00 F**

SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS B. F. A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Amplificateurs pour radio, phono, prothèse auditive, préamplificateurs, interphones, etc...
48 pages, format 21-27 ..... **8,40 F**

TECHNIQUE DE L'OSCILLOSCOPE, par **F. Haas.** — Principe et constitution du tube cathodique ; étude des circuits d'amplification et de balayage ; utilisation.
136 pages, format 16-24 ..... **9,60 F**

TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMÉS, par **J.-P. Œhmichen.** — Un ouvrage très documenté imprimé en plusieurs couleurs ; étude des matériaux et détails technologiques concernant aussi bien les prototypes que les fabrications en petites ou grandes séries.
224 pages, format 16-24 ..... **27,00 F**

TRANSISTOR AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE (LE), par **H. Schreiber.** — Alimentations stabilisées, convertisseurs de courant, transistors en impulsion, production et transformation de signaux, amplificateurs de mesure et de commande.
264 pages, format 16-24 ..... **24,00 F**

VOTRE RÈGLE A CALCUL, par **Ch. Guilbert.** — Il ne faut pas se borner à faire de simples règles de 3 avec une règle à calcul. L'auteur expose tout le parti que l'on peut retirer de cet instrument quand on le connaît parfaitement.
72 pages, format 21-27 ..... **9,00 F**

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob - PARIS-VI[e] C. P. Paris 1164-34